re

radioelektronik

2 '81

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Sprzedam nowe tyrystory, 250 A, 1200 V, cena 1500 zł. Ul. Północna 27/12, 40-658 Katowice.
EO/1396/K/80

Kupię oscyloskop, podać cenę. Andrzej Wrona, ul. Jaśminowa 25/25d/49, 32-511 Jaworzno.
EO/1393/K/80

Kupię oscyloskop dowolnej klasy. Czesław Zając, Skidzin 20, 32-625 Przecieszyn. *EO/1392/K/80*

Kupię układy LM304, SFC2104 i lampę 5Ł038. Tarasiuk, 27-200 Starachowice, skr. poczt. 4.
EO/1391/K/80

Zamienię wzmacniacz „Meluzyna" (bez obudowy) na grę TV lub układ scalony AY3-8500 ze schematem aplikacyjnym i instrukcją uruchomienia. Eugeniusz Madeła, ul. Słowackiego 18/9, 58-371 Boguszów-Gorce 3. *EO/1377/K/80*

Kupię lampę EAF801. Czesław Karpiuk, Sidorska 34, 21-500 Biała Podlaska. *EO/1373/K/80*

Odstąpię: układy scalone serii 4000, AY-5-8102, AY-3-8500, MOSFET-y, zegary, układy liniowe i inne. Piotr Mlastek, ul. Grójecka 41 m. 19, 02-031 Warszawa. *EO/1370/K/80*

Sprzedam elektroniczną perkusję, wzmacniacz 120 W, próbnik układów scalonych, korektor graficzny, filtr szumów płyt, przyrząd do pomiaru tranzystorów, próbnik tranzystorów, „wykrywacz skarbów", nr „Radio", kwarce, oscyloskop. Przybysz W., Szkolna 2, 58-550 Bierutowice. *EO/1359/K/80*

Rączki paskowe do kolumn głośnikowych, wzmacniaczy itp. wzór „PIWEJ" sprzeda Zakład Elektroakustyczny Miękinia, Kraków 30-086, Halczyna 24. Cena 250 zł, czarne. *EO/1243/K/80*

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiam (roczna gwarancja) mgr inż. Adam Skubis, ul. Jagiełły 29, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą) *EO/1397/K/80*

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344. *EO/1329/K/80*

C.d. na str. 30

NOWY MODEL na 1981 r.

eltest 81-605 GDYNIA

GENERATOR TV OBRAZÓW – biała krata-kropki-gradacja-biel-tło
cena 4600 zł
Dostarczany także w zestawach do montażu.
Ceny zestawów 1200 zł i 1900 zł.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 400 zł
FONO-LUX radiowy – cena 370 zł
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST 81-605 Gdynia ul. Słoneczna 64



Radioelektronik

LUTY 1981 ● ROCZNIK XXXII (26)

2 '81

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 25

ELEKTROAKUSTYKA
Syntezator muzyczny – część I – Grzegorz Wodzinowski 27
Wzmacniacz mikrofonowy wysokiej jakości – Tomasz Zębalski 29

TECHNIKA RiTV
Warunki odbioru programu telewizyjnego w miastach na IV i V zakresie – Wacław Lisicki 31
Anteny typu Yagi dla IV/V zakresu (UHF) 46

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE
Diody p-i-n – Jerzy Cieślak 32

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE
Pomiary napięć wielkiej częstotliwości – Maciej Drecki 34

PRZEGLĄD SCHEMATÓW
Generator obrazów GTV-O – Józef Zarzycki, Krzysztof Gajewski 36

OCENY EKSPLOATACYJNE
Generator telewizyjnego obrazu – Zdzisław Tkaczyk 38

URZĄDZENIA ZASILAJĄCE
Uniwersalny stabilizowany zasilacz mocy – Ireneusz Wiater 42

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 43

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ
Przystosowanie radioodbiornika „Amator stereo" do współpracy z gramofonami wysokiej klasy – Eugeniusz Stodolak 48
Roztwory do wytrawiania płytek . . . . . okł. IV

NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA

WYDAWNICTWO



SIGMA

CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH

ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skr. poczt. 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Janusz Rezler, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa–Książka–Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa–Książka–Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa–Książka–Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O.W-wa nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, w godz. 10^{30}–13^{30}, tel. 26-67-17, 26-16-34.

Za treść ogłoszeń Redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 90/CD. Nakład 80000 egz. L-100. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505 TC. Cena zł. 8. Numer zamknięto 30.I.1981 r.

Radio-telewizyjne satelity dla rejonu europejskiego mają być wprowadzane na orbitę już od 1981 roku. Satelita ECS (European Communication Satellite) ma wprawdzie służyć do łączności telefonicznej, ale Europejska Unia Radiowa będzie miała do swojej dyspozycji dwa transpondery do przekazywania programów telewizyjnych, komentarzy i dyspozycji reżyserskich. Rezerwowy satelita będzie wprowadzony na orbitę 10 miesięcy później, natomiast dla zapewnienia 10-letniej nieprzerwanej pracy zamówiono już trzy dalsze satelity i trzy rakiety nośne. Całe przedsięwzięcie jest organizowane przez ESA (Europejską Agencją Kosmiczną). Satelity po oddaniu do eksploatacji staną się własnością administracji łączności zorganizowanych w Interim Eutelsat Organisation. Początkowo uruchomione będą cztery stacje naziemne, w 1983 r. będzie już 15 stacji, zaś docelowo przewiduje się 20-25 stacji naziemnych. Satelita będzie miał cztery anteny: jedna dla Europy Zach., Europy Centralnej oraz Europy Wschodniej. Odbiór na Ziemi w pasmie 11 GHz, zaś nadawanie do satelity w pasmie 14 GHz. Niezależnie od tych projektów, zgodnie z przydziałami konferencji genewskiej w 1977 r., do bezpośredniego odbioru z satelitów za pomocą indywidualnych anten, następujące administracje przewidują wprowadzenie satelitów: Francja i RFN w 1984 r., kraje skandynawskie w 1986 r., zaś R-TV Luxemburg jeszcze w 1983 r.

Szwedzka Korporacja Kosmiczna zleciła opracowanie firmie Saab-Scania pierwszego satelity VIKING do badania magnetosfery na wysokości 15 tys. km. Całkowity koszt przedsięwzięcia wyniesie 25 mln dol., zaś wprowadzenie na orbitę przewiduje się w początkach 1984 r. Wyrzutnię rakietową oraz silniki ma opracować amerykańska firma Boeing Aerospace Co.

Nowe trzy satelity Telstar 3 opracowuje firma Hughes Aircraft Co. za 137 mln dol. dla amerykańskiej sieci telefonicznej ATT. Pojemność każdego satelity wyniesie 21 600 jednoczesnych rozmów telefonicznych, zaś okres eksploatacji zwiększy się do 10 lat. Pierwszy satelita będzie wprowadzony na orbitę w 1983 r., drugi w 1984 r., zaś trzeci w latach 1985–86. Mają one zastąpić eksploatowane obecnie satelity Comstar. Konstrukcja nowych satelitów jest oparta na modelu, który w liczbie 15 sztuk ma być wyprodukowany na zlecenie Telesat Canada, Indonezji i innych organizacji. Regionalna sieć Telstar ma służyć do łączności telefonicznej, telewizyjnej i transmisji danych dla 50 stanów USA. Ta sama firma zawarła kontrakt z administracją Indonezji na urządzenia i zorganizowanie technicznej obsługi dla 20 małych naziemnych stacji instalowanych w ośrodkach wiejskich.

Obraz zegara, widoczny na ekranach telewizorów II programu BBC, jest wytworzony całkowicie elektronicznie (bez kamery). Stałe elementy, takie jak: cyfry godzin, podział minutowy itp. są zapisane w pamięci PROm i odczytywane synchronicznie z generatorem linii. Położenie wskazówek jest zapisane w pamięci RAM, zaś mikroprocesor co sekundę oblicza kąt wskazówek i powoduje wytworzenie odpowiednich sygnałów na liniach obrazując wskazówki. Obraz zegara jest odtwarzany w czterech kolorach.

Mówiący termometr dla niewidomych TBS80 firmy AEG-Telefunken może służyć do pomiaru temperatury ciała, wody w kąpieli oraz pomieszczeń. Po naciśnięciu przycisku w przystawce rozlega się syntetyczny głos podający dziesiątki, jednostki i dziesiętne części stopnia C. Czujnik temperaturowy (fot. niżej) obejmuje zakres pomiaru od 0 do 60°, a także w razie spadku napięcia baterii poniżej 4,5 V rozlega się dźwięk alarmujący i słowo „fehler" (błąd).



Analizującą „lampę" półprzewodnikową, opartą na efekcie sprzężenia ładunkowego (CCD), opracowano w ośrodku badawczym firmy English Electric Valve. Umożliwia ona uzyskanie obrazów o rozdzielczości 576 linii, a ponieważ układ kamery jest zasilany napięciem 20 V, kamera nadaje się do pracy w ośrodkach zagrożonych wybuchem, jak: kopalnictwo węglowe, ośrodki rakietowe itp. W niedalekiej przyszłości przewiduje się opracowanie kamery kolorowej w oparciu o taki analizujący element.

Sieć telewizyjna w Tajlandii będzie wyposażona przez japońską firmę NEC w 9 nadajników 10 kW oraz 10 stacji stelitarnych do odbioru centralnego programu emitowanego przez satelitę z Bangkoku. Sieć ma być uruchomiona w 1981 r.

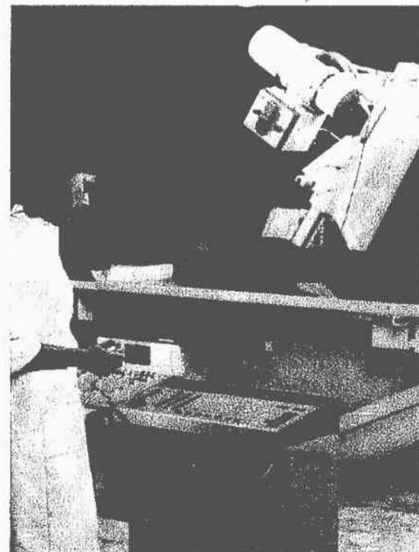
Kabel światłowodowy zostanie już w 1981 r. położony eksperymentalnie dla 20 nowych domów w Anglii, w celu odbioru programów telewizyjnych i radiowych, korzystania z dodatkowych programów filmowych nadawanych wyłącznie w sieci telewizji kablowej oraz obserwacji za pomocą kamer otoczenia domów. Aparat telefoniczny będzie również włączony do tej sieci; w razie nieużywania telefonu tarcza będzie służyć do wybrania żądanego programu TV lub radiowego. Sieć ta ma również służyć do przesyłania informacji typu telegazeta i teletext.

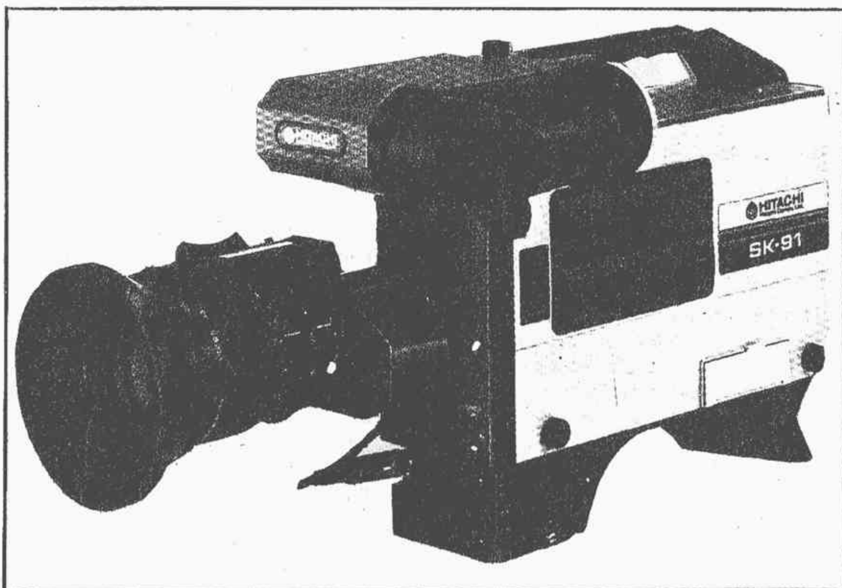
W pobliżu Bieguna Północnego (Rea Point na arktycznych wyspach kanadyjskich) zainstalowano kabel światłowodowy łączący naziemną stację satelitarną z bazą operacyjną Towarzystwa Naftowego Panarctic Oil. Kabel o grubości 0,5 cala zawiera 12 żył światłowodowych i zawieszony jest na słupach na wysokości 9 m. Mając na względzie bardzo trudne warunki atmosferyczne (temperatury od −50°C do +15°C oraz częste burze) zainstalowano układ automatycznie kontrolujący stan łączy. Kabel służy do transmisji danych 100 kbit./s oraz programów telewizyjnych.

Jedynie przejście na wąskopasmowe systemy SSB umożliwi rozwiązanie problemu pokrycia wzrastającego zapotrzebowania na częstotliwości dla ruchomej radiokomunikacji lądowej (radiotelefony). Tak oświadczono na kolokwium Grupy Badawczej Radiokomunikacji Ruchomej na Uniwersytecie w Bath (Anglia). Problemu tego nie rozwiąże także dodatkowy przydział zakresu na Światowej Konferencji Radioadministracyjnej w Genewie. Stwierdzono, że stosowanie systemów FM przy małym rastrze częstotliwości nie daje większych korzyści w zmniejszeniu zakłóceń sąsiednio- i wspólnokanałowych w stosunku do systemu AM. Proponuje się przyjęcie rastru częstotliwości o szerokości kanału 5 kHz.

Znany producent układów scalonych – firma Signetics, założona w 1961 r. wyłącznie tylko dla tej produkcji, została w 1975 r. przejęta przez koncern Philips. Produkcja roczna (1979 r.) wyniosła 250 mln dolarów. Obecnie projektuje się budowę nowych zakładów w Stanie New Mexico zatrudniających około 2000 pracowników. Pierwsza produkcja ruszy już w 1982 r.

Aparat rentgenowski Tridoros 712 MP firmy Siemens (fot. niżej) zawiera generator oparty na mikroelektronice, półprzewodnikowej pamięci i tyrystorach. Pulpit obsługi zawiera optoelektroniczne wskaźniki oraz układy sterowania uruchamiane za pomocą tylko jednego przycisku. Do poprawnego naświetlenia zastosowano automatyczny układ programowany, w którym kalkulator ustala napięcie i prąd lampy rentgenowskiej oraz ogniskową. Wyłącznik tyrystorowy w obwodzie pierwotnym transformatora wysokiego napięcia umożliwia wykonywanie 8 zdjęć na sekundę, przy czym minimalny czas naświetlania regulowany automatycznie wynosi 3 ms. Moc generatora wynosi 70 kW (700 mA i 102 kV).





■ **Kolorowa kamera SK-91 dla reporterów telewizyjnych** firmy Hitachi (fot. wyżej) jest obecnie najlżejszym modelem wśród ostatnio opracowanych. Dzięki doskonałej jakości nadaje się do ruchomych ujęć w terenie jak i do pracy w studio. Zastosowanie lekkich stopów magnezowych na kostrukcję obudowy zmniejszyło całkowitą masę kamery do 4,4 kg. Zasilanie 12 V/22 W umożliwia kilkugodzinną pracę przy wykorzystaniu noszonych baterii. Kamera ma wbudowaną automatykę do regulacji przesłony, wyrównania poziomu czerni i bieli „kolorowej", w zmieniających się warunkach oświetlenia.

■ **Nowy „personalny" komputer PC1000** opracowała firma Siemens (fot. niżej). Wypełnia on lukę między „domowym" modelem PC100 o wymiarach przenośnej maszyny do pisania, a systemem średniej wielkości. Nowy komputer jest wyposażony w szereg programowanych modułów interface, z których każdy zawiera mikrokomputer. Model PC1000 zawiera pamięć roboczą RAM o pojemności 32 768 bajtów oraz układ do sterowania dysków o pojemności 116,5 kilobajtów o średnim czasie dostępu 0,6 sekund. Jako urządzenia peryferyjne komputer zawiera: drukarkę termiczną na 80 znaków, umożliwiającą druk z prędkością 40 znaków na sekundę oraz monitor ekranowy kolorowy dla standardu 625 i 525 linii umożliwiający odtworzenie 25 linii po 40 znaków w ośmiu kolorach.

■ **Najlepsze parametry w konstrukcji napędu gramofonowego** uzyskała japońska firma National-Panasonic w modelu SL-1015. Bezpośredni napęd talerza jest sterowany układem elektronicznym zawierającym generator kwarcowy i syntezer, za pomocą którego można ustalać skokowo prędkość obrotów talerza co 0,1% aż do ±9% w stosunku do trzech standardowych prędkości. Czas potrzebny na uzyskanie pełnej prędkości talerza wynosi 0,4 s; podobny jest czas zatrzymania talerza dzięki dużemu momentowi uzyskanemu na drodze elektronicznej. Nierównomierność obrotów i drżenie talerza nie przekraczają wartości 0,025%.

■ **Firma Siemens opracowała prototyp bezprzewodowego aparatu telefonicznego,** który przesyła impulsy wybierające numer abonenta, jak i sygnały rozmowy na drodze modulacji promieni podczerwonych, odbieranych przez przystawkę zainstalowaną na ścianie pokoju. Impulsy świetlne są zamieniane następnie na sygnały elektryczne i przesyłane przewodami do centrali; aparat telefoniczny składa się z mikrotelefonu oraz tarczy lub zespołu przycisków do wybierania numeru abonenta oraz nadajnika i odbiornika dla podczerwieni. Światło z diod luminiscencyjnych odbijając się od ścian i mebli dochodzi do odbiornika na ścianie w formie rozproszonej. Oczywiście w ten sam sposób są przesyłane sygnały z przystawki na ścianie do „mikrotelefonu".

■ **Wzrost produkcji elementów półprzewodnikowych w 1985 r.** wyniesie 27% w porównaniu z rokiem 1980, a wartość produkcji osiągnie 5,7 mld dolarów. Największym producentem jest firma Motorola – wartość produkcji w 1979 r. równała się 419 mln dol., dalej Philips (290 mln dol.), Texas Instruments (260 mln dol.) oraz Toshiba (242 mln dol.). Największym odbiorcą jest rynek europejski (33%), dalej amerykański (32%) oraz japoński (24%). Według oświadczenia wiceprezydenta firmy Motorola największy wzrost produkcji przewiduje się w grupie tranzystorów mocy m.cz. i w.cz., diod prostowniczych i tyrystorów, elementów optoelektronicznych, tranzystorów MOSFET dużej mocy, mikroprocesorów oraz wszelkich czujników półprzewodnikowvch.

■ **Kabel podmorski ATLANTIS** połączy Europę, Afrykę Zach. i Amerykę Południową w 1982 r. Stacje końcowe są budowane w Portugalii, Senegalu i Brazylii, zaś do zarządu komitetu budowy wchodzi 10 państw: Argentyna, Brazylia, RFN, Anglia, Francja i Szwajcaria.

■ **W Kolumbii rozbudowuje się sieć telefoniczą,** a w niej około 2500 wsi będzie wyposażonych w centralki radiotelefoniczne zasilane z ogniw słonecznych. Kontrakt na system zasilania z ogniw słonecznych został zawarty z brytyjską firmą Lucas Energy System Ltd.

■ **Termometr wykorzystujący promieniowanie podczerwone** opracowany przez firmę angielską Wahl Int. może wykrywać źródła ciepła o średnicy do 40 mm z odległości do 100 m. Czułość termometru wynosi 0,5°C, zakres pomiaru od –20 do +200°C z dokładnością ±1%. Termometr jest wykonany łącznie z lornetką i celownikiem w formie karabinka.

■ **Patent na „pamięć" dyskową** w formie płyty o średnicy 30 cm i pojemności 1 mld bitów informacji, uzyskali dwaj pracownicy firmy RCA. Płyta składa się z warstwy telluru oraz aluminium nałożonych na tworzywo. Przy zapisie informacji promień lasera wypala mikroskopijne otwory w warstwie telluru. Przy odczycie promień lasera przechodzi przez otwór w warstwie telluru, odbija się od aluminium i trafia do detektora światłoczułego.

■ **Zastosowanie laserów w chirurgii** jest coraz szersze. W USA produkuje się już na skalę przemysłową skalpele laserowe, instrument do „spawania" ran i lasery niszczące chore komórki.

■ **Bułgarska elektronika** czyni coraz większe postępy. Ponad 100 zakładów produkuje elementy i urządzenia elektroniczne, a wartość produkcji w tej gałęzi wynosi 12% całego przemysłu. Rośnie również udział elektroniki w eksporcie; w roku 1980 wyniósł on 13%. Spośród ważniejszych eksportowanych artykułów należy wymienić komputer EC-1035, dyski magnetyczne o dużej pojemności oraz komponenty do robotów elektronicznych. Kierunki eksportu obejmują Związek Radziecki (27%), Pakistan, Maroko, Indie, Tunis i Nigerię.



Syntezator muzyczny – Część I

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Ostanie lata wraz z burzliwym rozwojem technologii układów scalonych przyniosły nowe rozwiązania w dziedzinie konstrukcji elektronicznych instrumentów muzycznych. Najnowszym takim instrumentem jest muzyczny syntezator dźwięku, instrument w zasadzie o nieograniczonych możliwościach wytwarzania różnorodnych dźwięków. Oczywiście możliwości te są uzależnione od struktury instrumentu, a zatem i od jego ceny.

Na rynku światowym dostępne są typowe układy scalone, które w jednej „kostce" mieszczą całe moduły syntezatora, tak że stosunkowo łatwo, z małym udziałem elementów zewnętrznych, można utworzyć układ elektroniczny całego instrumentu. Tą drogą można zmontować instrument, którego możliwości uzależnione są jednak od użytych układów scalonych. Można również skonstruować syntezator w oparciu o scalone układy cyfrowe, staosowane w technice komputerowej, uzupełnione odpowiednimi układami analogowymi i taki instrument, choć będzie bardziej skomplikowany w wykonaniu, przy pewnej dozie fantazji konstruktora może przewyższyć instrument wykonany z typowymi układami scalonymi przeznaczonymi do instrumentów muzycznych.

Ponieważ nie produkujemy w kraju układów scalonych przeznaczonych specjalnie do syntezatorów, a układy takie sprowadzane z zagranicy są stosunkowo drogie, autor zdecydował się opracować i wykonać syntezator z elementów dostępnych względnie łatwo na rynku krajowym.

Opisany syntezator* jest przeznaczony do wykorzystania w zespole muzycznym, wyposażony więc został w tzw. sekwencer i automatyczną perkusję. Ma to na celu zwiększenie operatywności instrumentu w trakcie gry. Sekwencer powtarza określoną sekwencję uprzednio zaprogramowanych dźwięków, a perkusja jest sterowana z generatora taktującego sekwencera tak, że gra w tym samym rytmie. Dołączenie do tego dźwięku syntezatora sterowanego klawiaturą bądź też drążkami X-Y i Z jest tylko sprawą umiejętności muzycznych osoby grającej.

Instrument ma trzy kanały akustyczne, tak że syntezator, sekwencer i perkusja sterują oddzielne wzmacniacze mocy i zestawy głośnikowe. Nie wykorzystując sekwencera można wykorzystać jego kanał akustyczny do gry syntezatora; w tym przypadku dźwięki syntezatora są emitowane przez dwa kanały.

Opisany poniżej syntezator jest w stanie skonstruować zaawansowany elektronik-amator posiadający umiejętność „czystej roboty".

Do uruchomienia i regulacji syntezera potrzebne są: oscyloskop i miernik uniwersalny (np. UM4b) oraz miernik częstotliwości lub pomoc osoby o dobrym słuchu muzycznym. Tym, którzy zamierzają zbudować sobie syntezator, należy szczególnie polecić zapoznanie się z literaturą uzupełniającą podaną w końcu artykułu.

Przy projektowaniu syntezatora założono wykonanie modułowe urządzenia, co ułatwia jego realizację. Całość zawiera następujące moduły:

1) generator przebiegów trójkąt-prostokąt-sinus (VCO) – 4 szt.
2) generator wolnych przebiegów trójkątnych (LFO) – 2 szt.
3) układy kształtowania obwiedni dźwięku (ADSR) – 4 szt.
4) wzmacniacz i filtr pasmowo-przepustowy sterowany napięciem (VCA-VCF) – 2 szt.
5) układy klawiatury i pamięci (MEM-KEY) – 1 szt.
6) źródło napięcia sterującego potrójnie regulowane drążkami X-Y i Z (SVC) – 1 szt.
7) przesuwnik fazowy (PH) – 2 szt.
8) wzmacniacz mocy do słuchawek kontrolnych (HPA) – 1 szt.
9) sekwencer (SQC) – 1 szt.
10) układ perkusji (PRC) – 1 szt.
11) imitator perkusyjnych instrumentów bębnowych (PD) – 7 szt.
12) imitator perkusyjnych instrumentów szumowych i generator szumów do syntezatora (NI) – 5 szt.
13) mieszacz dźwięków instrumentów perkusyjnych i układ impulsowy wyzwalania sekwencera (PRA) – 1 szt.
14) zasilacz stabilizowany ±15 V (PS) – 1 szt.
15) zasilacz stabilizowany +5 V i +15 V (PSD) – 1 szt.

Moduły są zmontowane na jednakowych płytkach z jednostronnego laminatu o wymiarach 100×150 mm; na jednej płytce mieści się jeden lub dwa moduły.

Artykuł nie zawiera opisu wzmacniaczy końcowych i zespołów głośnikowych, ponieważ można stosować dowolne wzmacniacze o czułości nie mniejszej od 0,5 V i impedancji wejściowej większej od 15 kΩ. Należy jednak pamiętać, że brzmienie instrumentu, a szczególnie perkusji, zależy w dużej mierze od tych wzmacniaczy. Nie zaleca się stosowania do tego celu wzmacniaczy przeznaczonych do współpracy z organami elektronicznymi, takich jak: „Vermona", „Regent", czy „Eltron".

Najlepsze efekty uzyskano przy użyciu wzmacniaczy dyskotekowych o mocy 100 W i paśmie przenoszenia 10 Hz...100 kHz współpracujących z zespołami głośnikowymi, wyposażonymi w głośniki niskotonowe Ø 38 cm i wysokotonowe tubowe.

Niżej jest opisana zasada działania syntezatora i kolejno poszczególne moduły urządzenia, a w końcu tego artykułu jest podany sposób ich połączenia oraz niezbędne uwagi dotyczące uruchomienia syntezatora.

ZASADA DZIAŁANIA

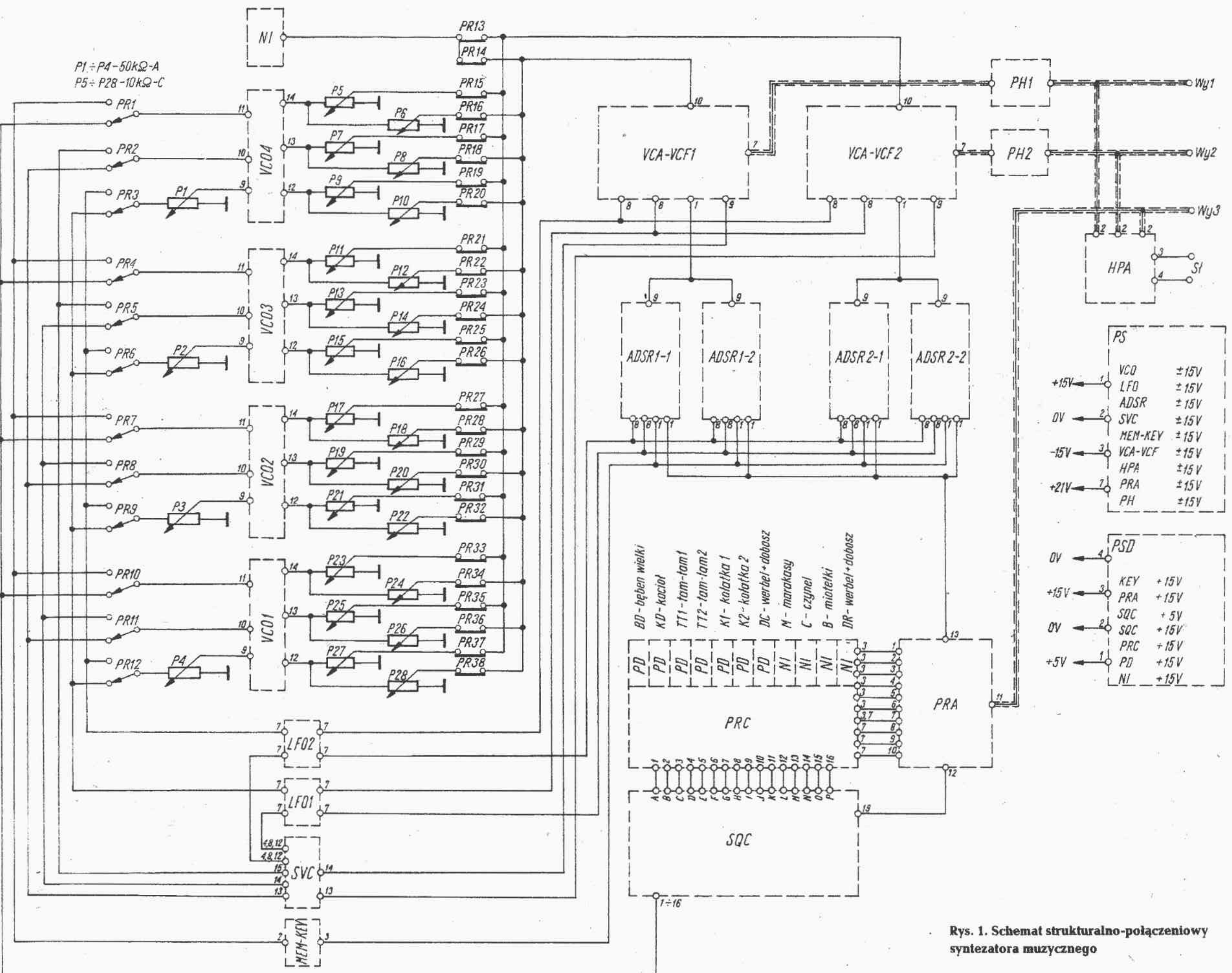
Schemat strukturalno-połączeniowy syntezatora jest przedstawiony na rys. 1.

Źródłem dźwięku syntezatora są generatory VCO sterowane napięciem stałym lub wolnozmiennym doprowadzanym z klawiatury (MEM-KEY), bądź z regulowanego źródła napięcia stałego SVC. Przyłączenie generatora LFO do wejścia sterującego VCO powoduje wywołanie efektu tremolo; amplitudę tego przebiegu reguluje się za pomocą potencjometrów P1...P4. Przełączniki PR1...PR12 służą do wyboru źródła napięcia sterującego dany generator VCO. Potencjometry P5...P28 wraz z przełącznikami PR15...PR38 tworzą dwukanałowy mieszacz przebiegów wyjściowych VCO składających się na dźwięk instrumentu.

Za pośrednictwem przełączników PR13 i PR14 można doprowadzić do kanałów dźwiękowych szum z generatora szumu NI, co po przetworzeniu w układach VCF i PH daje oryginalne efekty akustyczne.

Sygnał akustyczny z mieszaczy doprowadzany jest do układów wzmacniaczy VCA sterowanych przez układy kształtowania obwiedni ADSR. Układy wzmacniaczy VCA formują przebieg obwiedni dźwięków. Formowanie obwiedni może być realizowane ręcznie za pomocą układów SVC z drążkami X-Y

* Opis będzie publikowany w kilku numerach „Re".



Rys. 1. Schemat strukturalno-połączeniowy syntezatora muzycznego

i Z połączonych z VCA. Kształt obwiedni można również modulować przebiegiem generatorów LFO. Sygnał akustyczny ze wzmacniaczy VCA jest przesyłany do filtrów VCF, za pomocą których można uzyskać dodatkowe efekty i dalej do przesuwników fazowych PH.

Generatory VCO mogą być sterowane przez sekwencer wytwarzający zaprogramowane przebiegi napięcia w określonych sekwencjach.

Dokładny opis działania perkusji i sekwencera podany jest przy opisie modułów SQC i PRC.

Należy dodać, że w schemacie strukturalnym instrumentu podano tylko te elementy regulacyjne (potencjometry i przełączniki), które nie są przedstawione w schematach poszczególnych modułów.

Sygnały otrzymywane na wyjściach są doprowadzane do wzmacniaczy mocy z odpowiednimi zespołami głośnikowymi.

(Dc. w następnym nrze)

mgr inż. TOMASZ ZĘBALSKI

Wzmacniacz mikrofonowy wysokiej jakości

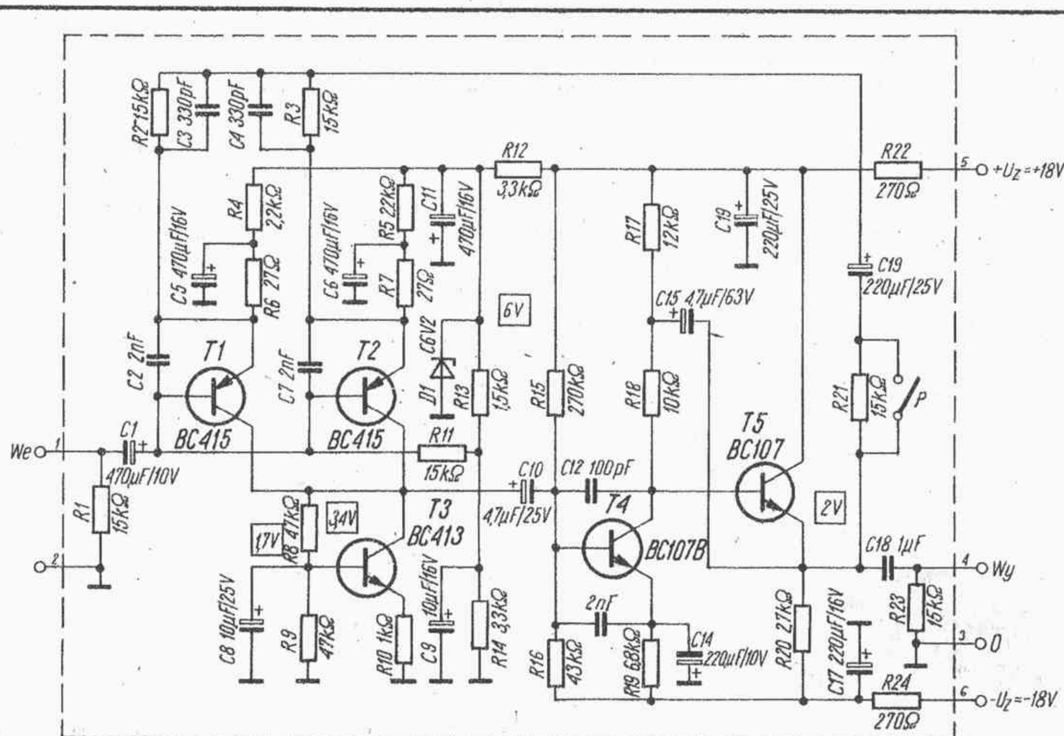
Dynamika dobrego wzmacniacza mikrofonowego powinna mieć wielką wartość, aby zmiany natężenia dźwięku nie powodowały przesterowania wzmacniacza, a jednocześnie szumy nie były słyszalne. Wzmacniacz powinien charakteryzować się małymi zniekształceniami nieliniowymi. Spełnienie tych dwóch warunków wymaga m.in. stosowania napięcia zasilania o dostatecznie wielkiej wartości.

Ustalmy przykładowo główne parametry wzmacniacza mikrofonowego wysokiej jakości: wzmocnienie napięciowe – 50 dB; zakres dynamiki – 60 dB; zapas zakresu dynamiki, tzn. parametr mówiący o ile można zwiększyć wysterowanie do momentu wystąpienia zniekształceń o określonym poziomie – 30 dB; napięcie znamionowe sygnału wejściowego – 0,5 mV. Tak więc napięcie sygnału wyjściowego (znamionowe) wynosi około 150 mV, a granica wysterowania odpowiada napięciu wyjściowemu wzmacniacza równemu ok. 4,5 V. Zwiększenie poziomu sygnału wejściowego o 30 dB, tj. ponad trzydziestokrotne nie spowoduje przesterowania wzmacniacza.

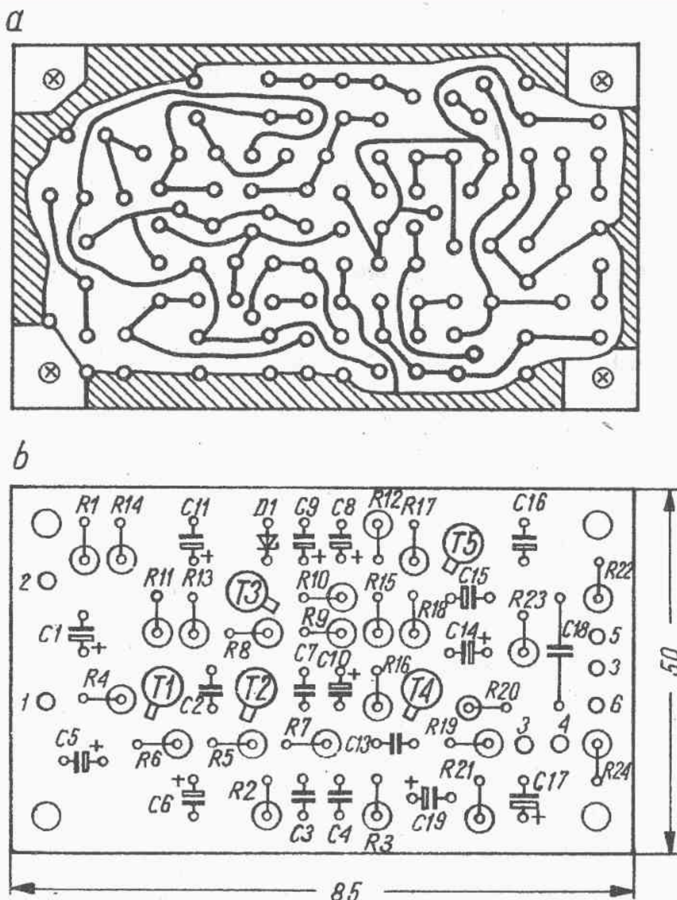
Napięciu skutecznemu 4,5 V (sinusoidalnemu) odpowiada wartość międzyszczytowa około 13 V. W celu zminimalizowania zniekształceń przy maksymalnym wysterowaniu napięcie zasilania powinno być o kilkanaście woltów większe (typową wartością jest około 30 V). Odstęp napięcia szumów od znamionowej wartości sygnału wyjściowego (150 mV) powinien wynosić co najmniej 60 dB (zakres dynamiki dla sygnału znamionowego), a od największej założonej wartości sygnału wyjściowego (4,5 V) – aż 90 dB.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat wzmacniacza mikrofonowego, przystosowanego do sterowania z mikrofonów o średniej wartości impedancji 200 Ω...1,5 kΩ. W tym układzie wykorzystuje się zasadę równoległego łączenia tranzystorów w celu ominięcia ograniczeń w minimalizacji współczynnika szumów dla małej impedancji źródła sygnału. Zastosowanie tranzystorów p-n-p w stopniu wejściowym umożliwia dalsze zmniejszenie szumów układu. Obciążeniem kolektorów tranzystorów T1 i T2 dla składowej zmiennej jest rezystor R8 o dużej rezystancji (47 kΩ) i równolegle przyłączone źródło prądowe z tranzystorem T3. Źródło to dostarcza prądu o wartości 1 mA, dzięki czemu prądy kolektorów tranzystorów T1 i T2 wynoszą po 0,5 mA. Wybranie tej dość dużej wartości prądu kolektora wynika z optymalizacji szumowej pierwszego stopnia dla małych rezystancji zastępczego generatora sygnału. Ze zmniejszaniem bowiem wartości rezystancji generatora rośnie wartość prądu kolektora odpowiadająca minimalnej wartości współczynnika szumów.

Równoległe łączenie tranzystorów w stopniu wejściowym jest konieczne, gdy unikając stosowania transformatora mikrofonowego chcemy jednocześnie uzyskać duży odstęp sygnału od szumów



Rys. 1. Schemat wzmacniacza mikrofonowego



Rys. 2. Płytka montażowa wzmacniacza mikrofonowego
a – połączenia elektryczne (widok od strony ścieżek), b – rozmieszczenie elementów
Kondensator C12 (100 pF) powinien być wmontowany od spodniej strony płytki, bezpośrednio między wyprowadzeniami tranzystora T4

przy małej wartości rezystancji mikrofonu. Odstęp sygnału od szumu rośnie jak $\sqrt{n}$, przy czym n jest liczbą równolegle połączonych stopni wzmacniacza. Dla $n = 2$ odstęp ten rośnie o 3 dB, a np. dla $n = 8$ o 9 dB. Zwiększenie liczby stopni ponad 8 nie ma większego sensu, gdyż dwukrotnemu zwiększeniu ich liczby odpowiada wzrost odstępu sygnału od szumu o 3 dB. W opisywanym wzmacniaczu ograniczono się do dwóch stopni połączonych równolegle.

Bazy tranzystorów T1 i T2 są zasilane przez dzielnik napięciowy ze stabilizatora napięcia na diodzie Zenera o napięciu 6,2 V. Stopień wyjściowy jest wykonany w układzie typu bootstrap, a cały układ objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego (rezystory R21, R2, R3). Kondensatory C2, C7, C12, C13, C3 i C4 zapewniają wyrównanie charakterystyki i przeciwdziałają wzbudzaniu się wzmacniacza. Wzmocnienie układu jest zmienione przełącznikiem P (zmiana głębokości sprzężenia zwrotnego), zależnie od tego, czy wzmacniacz współpracuje z mikrofonem dynamicznym o impedancji 200 czy 500...600 Ω.

Parametry wzmacniacza mikrofonowego są następujące:

Napięcie zasilania: stabilizowane 2 × 18 V (±15%)
Pobór prądu dla każdego z napięć zasilania: ≤10 mA
Pasmo przepustowe (–3 dB): 20 Hz...20 kHz
Wzmocnienie napięciowe (przełączane):
– 1500 (64 dB) dla mikrofonu o impedancji 200 Ω
– 500 (54 dB) dla mikrofonu o impedancji 600 Ω
Napięcie szumów odniesione do wejścia dla rezystancji generatora Rg = 600 Ω: ≤0,5 μV
Zakres dynamiki:
≥60 dB dla u_{we} = 400...500 μV i Rg = 600 Ω
≥66 dB dla u_{we} = 150 ...200 μV i Rg = 200 Ω
Maksymalne niezniekształcone napięcie wyjściowe: 8...8,5 V
(wartość międzyszczytowa 22...24 V)
Zapas zakresu dynamiki: >30 dB (przy zawartości harmonicznych 0,1%)

Wykaz użytych elementów

Rezystory – wszystkie MŁT 0,25 W/5%
Kondensatory
C1 – 470 μF/10 V elektrolityczny
C2, C7, C13 – 2 nF/10% styrofleksowy
C3, C4 – 330 pF/10% styrofleksowy
C5, C6, C11 – 470 μF/10 V lub 16 V elektrolit.
C8, C9 – 10 μF/16 V elektrolityczny
C10 – 4,7 μ F/25 V elektrolityczny
C12 – 100 pF ceramiczny lub styrofleksowy
C14 – 220 μ F/10 V elektrolityczny
C15 – 4,7 μ F/63 V elektrolityczny
C16, C17 – 220 μ F/16 elektrolityczny
C18 – 1 μ F poliestrowy, MKSE
C19 – 220 μ F elektrolityczny
Tranzystory
T1, T2 – BC415/B lub BC416/B ewentualnie BC159/b lub BC179/B
T3 – BC413 lub BC414 ewentualnie BC 109 lub BC149
T4, T5 – BC107B lub BC147B
Diody
D1 – BZP611 C6V2 stabilizacyjna.

Wzmacniacz zmontowano na płytce montażowej wykonanej wg rys. 2. Można zastosować napięcie zasilania o wartości ±15 V; wówczas wartość rezystorów R22, R24 wynosi 100 Ω.

Na schemacie podano wartości napięć stałych w czterech charakterystycznych miejscach układu wzmacniacza.

Układ można przystosować do zasilania niesymetrycznego napięciem u_2 = 30 V. W tym celu należy zamiast kondensatora C17 zastosować zworę, zmienić biegunowość kondensatorów elektrolitycznych C10, C14, C19. Rezystora R25 w tym przypadku oczywiście nie stosuje się, a jako C18 można zastosować kondensator elektrolityczny 2,2 μF/24 V. Wartość rezystora R12 należy zwiększyć do 6,8 kΩ.

ogłoszenia

Odstąpię oscyloskop 10 MHz. Kupię nawijarkę i mostek RLC. Bogusław Borówka, Świerczewskiego 87, 42-480 Zawiercie 6. EO/1394/K/80

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nowotki 45, 90-014 Łódź. EO/39/K/81

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiamy (wysyłać pocztą, podawać objawy uszkodzenia) oraz odsprzedamy regenerowane z gwarancją. Zakład Teleelektroniki, 38-420 Korczyna. EO/1167/K/80

Tanio sprzedam gwarantowane zachodnie układy TTL, CMOS, liniowe, pochodzące z demontażu lub nowe. Wysyłam spis. Paweł Owczarek, Magdaleny 13, 93-423 Łódź. EO/1398/K/80

Zawsze aktualne. Płytki miedziowane 15 zł/1 dm². Komplety płyt izolacyjno-konstrukcyjnych (bakelit) 50 zł (1 kpl. – 36 dm². Zamówienia: Adam Jezior, 21-100 Lubartów, skr. poczt. 56. EO/1395/K/80

Warunki odbioru programu telewizyjnego w miastach na IV i V zakresie

mgr inż. WACŁAW LISICKI

OD REDAKCJI

Rozbudowa sieci nadajników telewizyjnych dla II i w przyszłości dla III programu telewizyjnego na falach decymetrowych (470...790 MHz), stwarza szereg nowych problemów z odbiorem tych emisji, zwłaszcza na terenie gęsto zabudowanej aglomeracji miejskiej.
Zjawiska odbić i wielodrogowości sygnałów dochodzących do anteny odbiorczej, mimo stosunkowo dużego natężenia pola, utrudniają uzyskanie poprawnego odbioru zwłaszcza przy emisji programów kolorowych. Naświetlenie wpływów różnych czynników na propagację fal decymetrowych przedstawiono w poniższym artykule.

W odróżnieniu od wiejskiego terenu otwartego warunki propagacji fal ultrakrótkich w obszarach aglomeracji miejskiej są o wiele bardziej złożone, a tym samym odbiór telewizji jest trudniejszy; ma to miejsce szczególnie w IV/V zakresie. Rozpatrując odbiór telewizji w mieście można wyodrębnić trzy rodzaje wpływu zabudowy miejskiej na jakość odbioru.
Aglomeracja miejska stanowi zbiór gęsto rozmieszczonych przeszkód, które powodują dodatkowe tłumienie natężenia pola elektromagnetycznego. W cieniu wysokich budynków poziom sygnału użytecznego, tzn. stacji TV, której program odbieramy, może spadać miejscami poniżej granicznego poziomu uwarunkowanego przez szumy własne odbiornika. Obraz na ekranie jest wówczas mało kontrastowy, a szum odbiornika objawia się w postaci charakterystycznego „śniegu". Może również wystąpić sytuacja, w której natężenie pola sygnału użytecznego jest przez budynki silnie stłumione, natomiast znacznie mniejszemu tłumieniu podlega sygnał zakłócający, przychodzący z innej strony. Wówczas na ekranie pojawiają się zakłócenia interferencyjne w postaci mory.
Drugi rodzaj wpływu zabudowy miejskiej jest spowodowany wielodrogowością sygnału. Wskutek odbić od ścian budynków i innych obiektów sygnał użyteczny dociera do anteny odbiorczej różnymi drogami. W efekcie tego zjawiska na ekranie odbiornika mogą wystąpić słabo zarysowane, ale widoczne kontury pierwotnego obrazu, nieco względem niego przesunięte. Są to dobrze znane telewidzom tzw. zjawy, występujące niekiedy w kilkakrotnym powtórzeniu. Innym ujemnym skutkiem wielodrogowości sygnału może być zniekształcenie jego widma, czyli degradacja sygnału szczególnie dotkliwa przy odbiorze obrazu kolorowego.
Trzeci rodzaj niekorzystnego wpływu, to znaczne tłumienie natężenia pola fali przenikającej przez ściany budynków. Ujemne skutki są odczuwane szczególnie przez abonentów korzystających z różnego rodzaju anten wewnętrznych. Oprócz osłabienia sygnału może również nastąpić jego degradacja wskutek skomplikowanego rozkładu natężenia pola wewnątrz mieszkania.
Tłumienie natężenia pola przez zabudowę miejską zależy od jej typu, gęstości i wysokości. Istotne znaczenie ma również wysokość anteny odbiorczej nad otaczającym terenem oraz sposób jej zainstalowania.
Jeżeli chodzi o typ zabudowy, to z punktu widzenia warunków odbioru telewizyjnego rozróżnia się przede wszystkim zabudowę wielkomiejską zwartą (zabudowa tradycyjna) i zabudowę wielkomiejską luźną (zabudowa nowoczesna). Następnie wyodrębnia się zabudowę willową i zabudowę niską zwartą, typową dla małych miast i przedmieść wielkomiejskich zabudowanych w sposób tradycyjny. Wreszcie w wielu miastach polskich w wyniku zniszczeń wojennych i późniejszej odbudowy występuje zabudowa mieszana. Dla nowoczesnych miast charakterystyczny jest brak zwartej i niskiej zabudowy na przedmieściach, a na obrzeżu aglomeracji często zakłada się osiedla o wysokiej i luźnej zabudowie, co w zasadniczy sposób zmienia rozkład tłumienia natężenia pola na obszarze miasta.

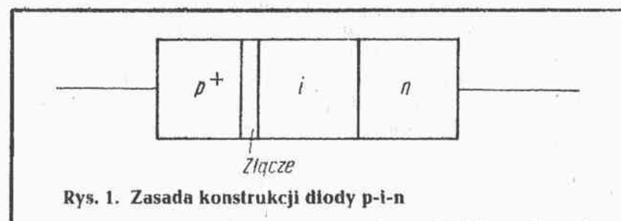
Gęstość zabudowy określa się stosunkiem powierzchni zabudowanej do całkowitej powierzchni rozpatrywanego obszaru. W miastach polskich gęstość zabudowy zawiera się od 2,5% do 45%. Dla jakości odbioru telewizyjnego miarodajną jest gęstość zabudowy nie na poziomie terenu, a na wyższym poziomie, np. 10 metrów, ponieważ przy projektowaniu tę wysokość przyjmuje się jako standardową wysokość umieszczenia abonenckiej anteny odbiorczej. Znaleziono korelację statystyczną między gęstością zabudowy i tłumieniem natężenia pola. Tłumienie zależy od częstotliwości i jest znacznie większe w IV/V zakresie TV, niż w zakresach I, II i III.
Wyniki badań Instytutu Łączności wykazały wartości tłumienia aglomeracji miejskiej od 4,5 dB przy gęstości zabudowy równej 3%, do 28 dB przy gęstości 45%. Wyniki badań japońskich pokrywały się w przybliżeniu z wynikami badań polskich przy małych i dużych gęstościach zabudowy, ale znacznie różniły się przy gęstościach średnich, co świadczy o różnego rodzaju zabudowie miast w Polsce i w Japonii.
Na ogół tłumienie natężenia pola jest większe w miastach i dzielnicach miast o zabudowie zwartej. Nowoczesna zabudowa charakteryzuje się wprawdzie większą średnią wysokością domów, ale za to mniejszą gęstością zabudowy. Tłumienie powodowane przez budynki jest częściowo kompensowane przez zysk wysokościowy anten, które z natury rzeczy w dzielnicach nowoczesnych są wyżej zainstalowane. Ponieważ gęstość zabudowy w takich dzielnicach jest, jak już wspomniano mniejsza, na ogół miasta o nowoczesnej zabudowie mają lepsze warunki odbioru programów telewizyjnych. Można przyjąć, że tak jest, jeżeli rozpatrujemy miasto jako całość. Średnie tłumienie natężenia pola jest rzeczywiście mniejsze w miastach lub dzielnicach o zabudowie nowoczesnej, niż w przypadku zwartej zabudowy tradycyjnej. Natomiast w poszczególnych miejscach i mikroobszarach w obrębie miast nowoczesnych mogą występować poważne trudności.
Bardzo poważnym i narastającym problemem są niekorzystne warunki odbioru telewizyjnego w osiedlach o zabudowie znacznie zróżnicowanej pod względem wysokości budynków. Doświadczenia szeregu miast pokazują, że znaczna liczba niższych budynków ma niezadowalające warunki odbioru, zwłaszcza w IV/V zakresie TV, nawet za pomocą anten zbiorowych. Jak się zdaje, radykalną poprawę przyniosłoby stosowanie anten zbiorowych osiedlowych. Anteny takie należałoby instalować ze szczególną starannością w miejscach optymalnie wybranych na najwyższych budynkach osiedla, zaś program byłby rozprowadzany za pomocą kabli ze wzmacniakami z jednej anteny osiedlowej do całej grupy domów mieszkalnych.
Warto jeszcze dodać, że niektórzy abonenci przez nieświadomość sami sobie pogarszają warunki odbioru, instalując anteny na balkonach niskich kondygnacji. Jeżeli nawet balkon znajduje się od strony stacji telewizyjnej i natężenie pola jest dostatecznie duże, to obraz może być niezadowalający wskutek odbić i degradacji sygnału wizji.
Największe tłumienia sygnału występują zazwyczaj w centralnych dzielnicach miast. Jeżeli miasto jest zabudowane w sposób tradycyjny to na przedmieściach budynki są normalnie wyższe, wobec czego ku krańcom miasta tłumienie natężenia pola maleje. Poza miastem, w kierunku przeciwnym niż stacja nadawcza, tłumienie zanika i w odległości kilku kilometrów za miastem wpływ jego zabudowy jest już zupełnie nieodczuwalny.
Ponieważ wskutek tłumienia zabudowy natężenie pola na terenie miasta jest średnio mniejsze niż w terenie wiejskim w tej samej odległości od stacji TV, może się zdarzyć, że znajdujące się blisko krańca zasięgu stacji nadawczej miasto, pomimo że jest tym zasięgiem objęte, nie będzie miało dobrego odbioru. Wówczas dla takiego miasta lub dla jego szczególnie upośledzonej dzielnicy trzeba instalować stację przemiennikową małej mocy, pracującą na innym kanale.
Jako zasięg stacji TV w terenie wiejskim przyjmuje się taką odległość od stacji nadawczej, w której odbiór jest zadowalający dla co najmniej 50% miejsc. Oznacza to, że dla połowy abonentów w danym rejonie kryteria dobrego odbioru nie są spełnione. Abonenci ci nie są oczywiście pozbawieni możliwości korzystania z telewizji ale mają bądź odbiór nieco gorszy od wymaganego, bądź muszą stosować dodatkowe środki techniczne w celu jego poprawy, jak np. silnie kierunkowe anteny lub wysokie maszty antenowe na dachach. Jeżeli przyjęłoby to samo kryterium 50% miejsc dobrego odbioru dla miasta liczącego np. 80 tys. mieszkańców, oznaczałoby to, że 40 tys. potencjalnych telewidzów ma warunki odbioru niezadowalające. Dla miast należy więc stosować inne, podwyższone kryterium procentu miejsc wymaganego dobrego odbioru.
W podanym przykładzie należałoby przyjąć 90% miejsc, co oznacza, że średnie natężenie pola na terenie miasta powinno być o około 10 dB większe. Należy więc sprawdzać, uwzględniając tłumienie zabudowy

i przeciwdziałający mu zysk wysokościowy anten (określony na podstawie średniej wysokości budynków w danym mieście lub danej dzielnicy), czy natężenie pola na terenie miasta jest dostateczne.
Odrębny problem stanowi wielodrogowość sygnału. Oprócz wspomnianych już wyżej zjaw, mogą występować jeszcze inne szkodliwe efekty, zwłaszcza przy odbiorze telewizji kolorowej. Zniekształceniu ulega sygnał wizji i zmieniają się barwy, gdy wskutek nierównomiernego przenoszenia całego pasma sygnału wizji zmienia się stosunek amplitud nośnej wizji i podnośnej chrominancji. Szkodliwy wpływ wielodrogowości można w pewnym stopniu zmniejszyć przez stosowanie odbiorczych anten kierunkowych, nawet wtedy, gdy dostateczny poziom natężenia pola sygnału użytecznego w tym miejscu tego nie wymaga. Starannie ustawiona na kierunek stacji nadawczej antena o dostatecznie ostrej charakterystyce dyskryminuje sygnały odbite i zapobiega w pewnym stopniu szkodliwym efektom wielodrogowości.
W ostatnich latach, po uzyskaniu pozytywnych rezultatów w radiofonii UKF FM, podejmowane są próby zastosowania w telewizji polaryzacji kołowej. Jak wiadomo, najczęściej anteny telewizyjne są spolaryzowane poziomo (elementy promieniujące anteny są poziome). Niekiedy stosuje się również polaryzację pionową w celu zmniejszenia zakłóceń między stacjami o różnej polaryzacji, dzięki czemu można zwiększyć powtarzalność wykorzystania kanałów na terytorium kraju.
Polaryzację kołową realizuje się przez jednoczesne nadawanie sygnału spolaryzowanego poziomo i pionowo z przesunięciem fazy o 90°. Termin „polaryzacja kołowa" pochodzi stąd, że w tym przypadku wektor pola elektrycznego obraca się, a jego koniec zakreśla koło. Zależnie od znaku kąta przesunięcia fazy rozróżnia się polaryzację kołową prawoskrętną i lewoskrętną, tzn. wektor pola elektrycznego obraca się w prawo lub w lewo.
Charakterystyczną cechą polaryzacji kołowej jest zmiana skrętności przy odbiciu od dużych płaszczyzn, np. od ścian budynków. Okoliczność tę można wykorzystać do częściowej likwidacji zjaw. Otóż, jeżeli po stronie odbiorczej zastosuje się antenę przystosowaną do odbioru sygnału spolaryzowanego kołowo o takiej samej skrętności, jak sygnał emitowany przez antenę stacji nadawczej, którą chcemy odbierać, to taka antena nie odbiera sygnału spolaryzowanego kołowo o przeciwnej skrętności i nie reaguje na sygnały odbite. Wprawdzie antena spolaryzowana kołowo może odebrać również sygnał po odbiciu dwukrotnym, ale normalnie sygnał ten będzie już znacznie osłabiony i zjawy dalszych rzędów będą praktycznie niezauważalne.
Takie są możliwości teoretyczne, które daje polaryzacja kołowa. Zagadnienie jest w szczegółach dość skomplikowane i byłoby przedwcześnie wyciągać wnioski odnośnie praktycznego wdrożenia opisanego sposobu poprawy jakości odbioru telewizyjnego, zwłaszcza, że występuje tu dodatkowy aspekt ekonomiczny związany z koniecznością instalowania specjalnych anten odbiorczych. Jak wynika z literatury technicznej, anteny z polaryzacją kołową instalowane są już w Stanach Zjednoczonych i innych przodujących krajach; u nas znajdują się w stadium prób.
Ostatnim z poruszonych zagadnień dotyczącym odbioru telewizyjnego w miastach jest odbiór za pomocą anten wewnętrznych.
Część abonentów w Warszawie i w innych miastach, gdzie stacja TV znajduje się na terenie miasta lub w jego pobliżu, zawsze korzystała z anten wewnętrznych. W ostatnich latach rozpowszechniają się telewizory tranzystorowe, jak „Vela" i „Junost" wyposażone we własne anteny na stałe związane z odbiornikiem, względnie anteny wymienialne. Mały ciężar tych telewizorów i niezależność od anteny zewnętrznej umożliwiają łatwe przenoszenie odbiornika i ustawianie go w dowolnym miejscu, co stanowi duże udogodnienie. Jednocześnie odchodzi się jednak od optymalnych warunków odbioru. Rozkład natężenia pola w mieszkaniu jest złożony i wykazuje duży rozrzut poziomu sygnału. Bardzo duży wpływ na natężenie pola wewnątrz budynku wywiera zbrojenie ścian. W mniejszym stopniu na odbiór wpływają instalacje elektryczne i wodno-kanalizacyjne. Niekiedy odbierany obraz bywa niestabilny, ponieważ rozkład pola w pokoju zmienia się wskutek poruszania się osób przechodzących przez pomieszczenie, w którym ustawiony jest telewizor.
Występują dwie ujemne konsekwencje korzystania z anten wewnętrznych: znaczne stłumienie natężenia pola i degradacja sygnału.
W latach sześćdziesiątych przeprowadzono w Stanach Zjednoczonych obszerne badania porównawcze odbioru telewizyjnego przy zastosowaniu anten dachowych i wewnętrznych. Ściany budynków mieszkalnych są w pewnym stopniu przezroczyste dla fal radiowych, ale przezroczystość ich maleje ze wzrostem częstotliwości. Z drugiej strony efektywność anten jest mniejsza w niższych zakresach przy odbiorze bez anteny dachowej.
W badaniach amerykańskich przyjęto jako miarę porównawczą tzw. współczynnik przenikania, który zdefiniowano jako całkowitą różnicę w decybelach między średnim tłumieniem transmicji zmierzonym we wszystkich zbadanych mieszkaniach a średnim tłumieniem transmisji zmierzonych na dachach domów objętych badaniami. Uwzględniając wspomnianą uprzednio efektywność anten, wyprowadzono z pomiarów końcowe wnioski, że wewnątrz mieszkań otrzymuje się sygnał słabszy o około 15 do 30 dB w porównaniu z sygnałem odebranym za pomocą anteny dachowej. Wpływ częstotliwości nie okazał się duży i nie przekraczał kilku decybeli. Sprawdzono jeszcze, że różnica między poziomem natężenia pola w mieszkaniach usytuowanych od strony akcji nadawczej i po stronie przeciwnej wynosiła około 2,5 dB w I zakresie, ok. 4 dB – w III zakresie i ok. 5 dB – w IV zakresie telewizyjnym. Jeśli chodzi o wpływ typu budownictwa, to najlepsze warunki przenikania fali radiowej do wnętrza mieszkań stwierdzono w domkach indywidualnych i drewnianych, a najgorsze w budynkach ze zbrojonego betonu.
Degradacja sygnału, objawiająca się w postaci zjaw, została w badaniach amerykańskich określona na 1,5 stopnia jakości w skali sześciostopniowej przy odbiorze na anteny wewnętrzne w porównaniu z odbiorem przy użyciu anten dachowych.
Generalny wniosek, jaki należałoby wyciągnąć z opisanych badań i rozważań, to fakt, że zasięg stacji zależy nie tylko od właściwego zaprojektowania i sprawnej eksploatacji telewizyjnej stacji nadawczej, ale także konieczne jest wyzyskanie wszystkich możliwości technicznych po stronie odbiorczej, faktycznie wpływających na zwiększenie obszaru pokrycia programem danego rejonu kraju.

Diody p-i-n

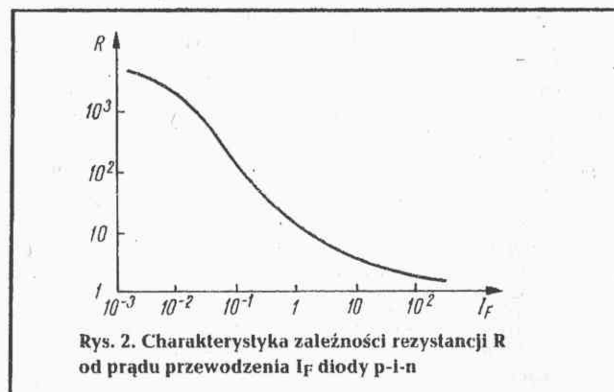
mgr. inż. JERZY CIEŚLAK

Diody p-i-n są półprzewodnikowymi elementami mikrofalowymi przeznaczonymi głównie do przełączników i ograniczników radiolokacyjnych, a także telekomunikacyjnych, pracujących w pasmach od UHF do pasma *K* (36 GHz). Dioda p-i-n jest zbudowana z dwóch warstw: półprzewodnika p^+ oraz półprzewodnika *n*, przedzielonych warstwą prawie samoistnego półprzewodnika typu *i* (rys. 1).



Rys. 1. Zasada konstrukcji diody p-i-n

W pasmach częstotliwości mikrofalowych dioda p-i-n, spolaryzowana w kierunku przewodzenia (tzw. plus napięcia przyłączony jest do warstwy typu p^+), charakteryzuje się przebiegiem zmian rezystancji elektrycznej *R* w zależności od prądu



Rys. 2. Charakterystyka zależności rezystancji R od prądu przewodzenia I_F diody p-i-n

przewodzenia I_F, przedstawionym na rys. 2. Przy polaryzacji tej diody w kierunku wstecznym, ładunek przestrzenny przełączania Q_s znajduje się głównie w warstwie typu *i*, a tym samym dioda p-i-n zachowuje się jak mała pojemność o dużej dobroci. Przy polaryzacji diody p-i-n w kierunku przewodzenia dziury oraz elektrony wypełniają obszar typu *i*; nośniki te będą rekombinować w tym obszarze. Prąd I_0 potrzebny dla uzupełnienia rekombinujących nośników wynosi:

$$I_0 = \frac{q \cdot n \cdot w \cdot A}{\tau}$$

przy czym:

q – ładunek elektronu,

n – koncentracja elektronów,

w – grubość warstwy typu *i*,

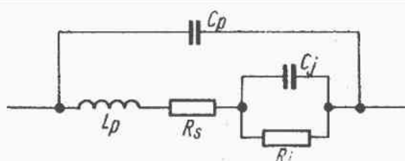
A – stała materiałowa (np. krzemu),

τ – czas życia nośników $\tau = \frac{Q_s}{I_F}$

I_F – prąd przewodzenia,

Q_s – ładunek przełączania w warstwie typu *i*.

Zastępczy obwód elektryczny diody p-i-n podano na rys. 3.



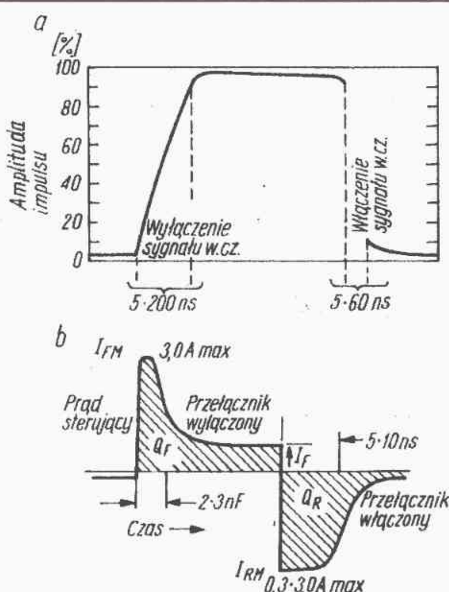
Rys. 3. Zastępczy obwód elektryczny diody p-i-n
L_p, C_p – indukcyjność i pojemność obudowy;
R_j, C_j – rezystancja i pojemność złącza;
R_s – rezystancja szeregowa

Czas działania diod p-i-n jest warunkowany przez czas ustalenia charakterystyki przewodzenia t_{fr} określony wzorem:

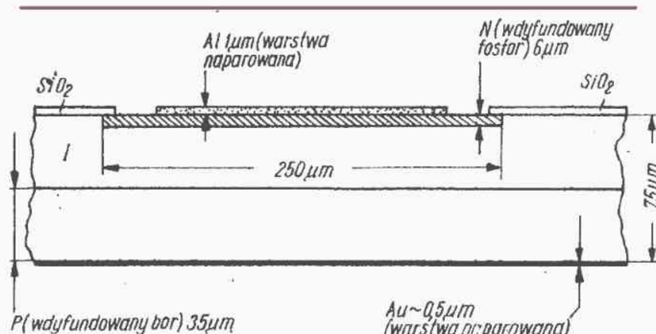
$$t_{fr} = \frac{Q_s}{I_F + I_R} = \frac{\tau}{1 + \frac{I_R}{I_F}}$$

w którym: I_R – prąd wsteczny.

Zgromadzony ładunek przestrzenny przełączania Q_s powoduje działanie diody p-i-n jako kondensatora o dużej pojemności dla przebiegów szybkozmiennych b.w. cz. (rys. 4). Na rysunku 4 – Q_F, Q_R to ładunek przełączania odpowiednio w kierunku przewodzenia i wstecznym; I_{FM}, I_{RM} – szczytowy prąd, odpowiednio: przewodzenia i wsteczny. Czasy przełączania diod p-i-n są rzędu setek lub dziesiątek nanosekund, zaś dla bardzo szybkich przełączników osiągają nawet wartości jednej nanosekundy.



Rys. 4. Przykładowe charakterystyki przełączania diody p-i-n typu MA47220 firmy MA (USA)
a – typowa charakterystyka przełączania,
b – przebieg prądu przy przełączaniu



Rys. 5. Konstrukcja krzemowej diody p-i-n (w przekroju)

Konstrukcję pojedynczej struktury krzemowej diody p-i-n przedstawiono w przekroju na rys. 5.

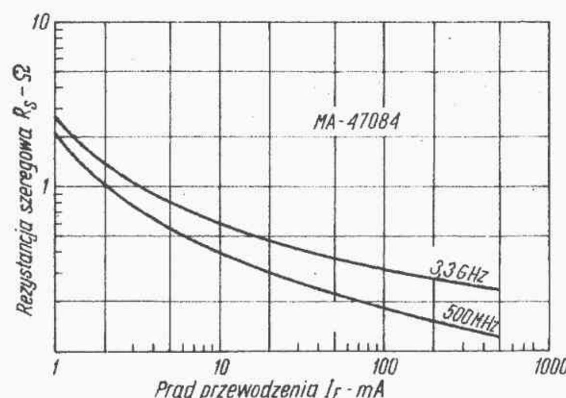
Produkowane obecnie na świecie diody p-i-n mają wysokie napięcie przebicia, małą rezystancję szeregową ($R_s \leq 1\ \Omega$), krótki czas życia nośników mniejszościowych i umożliwiają przełączanie mocy impulsowej b.w. cz. rzędu kilkudziesięciu, a nawet kilkuset kilowatów.

Podstawowe parametry diod p-i-n, produkowanych m. in. przez firmę Microwave Associates zebrano w tablicy.

Typ diody	Q_s	P_{RFP}	$U_{(BR)}$ przy $I_F = 10\ \mu A$	τ	R_s	przy I_F
	typ.	typ.	min.	typ.	maks	–
	C	kW	V	µs	Ω	mA
MA47084	300	30	1000	5,0	0,30	150
MA47075	450	12	1000	3,0	1,20	100
MA47077	350	16	1000	4,0	0,70	100
MA47079	650	8	500	1,5	0,60	100
MA47080	600	8	500	1,5	0,45	100
MA47081	500	8	500	2,0	0,30	100
MA47082	500	3	300	0,8	0,60	50

$T_{amb} = 25°C$; P_{RFP} – moc impulsowa b.w.cz.; $U_{(BR)}$ – napięcie przebicia; Q_S – ładunek przełączania

Na rysunku 6 przedstawiono zależność rezystancji szeregowej R_s od prądu przewodzenia I_F, dla diody MA47084, przy częstotliwościach 500 MHz oraz 3,3 GHz.

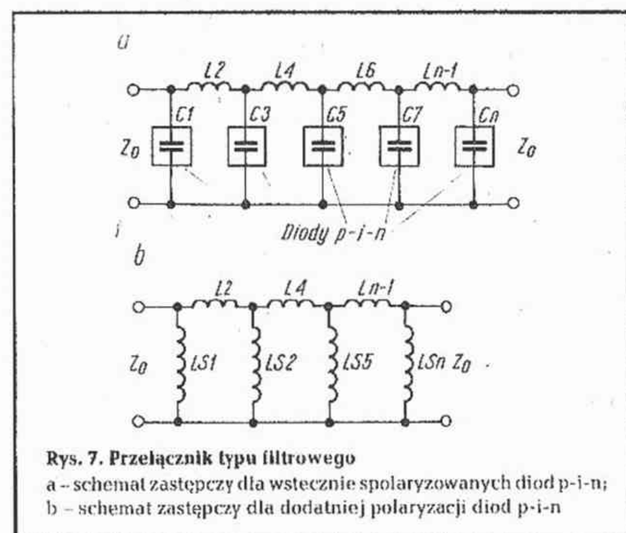


Rys. 6. Charakterystyka zależności rezystancji szeregowej R_s od prądu przewodzenia I_F diody p-i-n typu MA47084 przy częstotliwości 500 MHz oraz 3,3 GHz

W Polsce są produkowane krzemowe diody p-i-n średniej mocy i napięcia (typu BADP26) oraz dużej mocy (BADP23) – około 5 kW w impulsie b.w. cz. przy dużym napięciu przebicia do 700 V. Oba typy diod mają stosunkowo krótki czas przełączania i są przeznaczone do przełączników oraz ograniczników radiolokacyjnych. Opracowana została także dioda p-i-n typu BAP379 (odpowiednik funkcjonalny diody BA379 firmy Siemens), która będzie produkowana seryjnie przez NPCP CEMI.

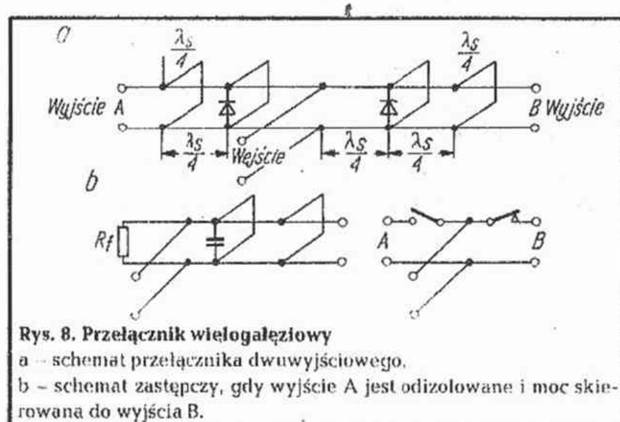
ZASTOSOWANIA

Przykładem zastosowania diod p-i-n jest mikrofalowy przełącznik rezonansowy typu PMX-1 pracujący w pasmie X, wykonany w Instytucie Technologii Elektronowej w Warszawie, w którym użyto dwóch diod p-i-n umieszczonych równolegle w falowodzie o obniżonej impedancji. Zapewnia on tłumienie większe od 30 dB przy stratach wtrąconych mniejszych od 3 dB w pasmie 500 MHz, przy czym jest on tak skonstruowany, że przy braku impulsu polaryzacji znajduje się w stanie zaporowym. Czasy narastania i opadania impulsu mocy przełączanej, określone czasem ładowania i usunięcia ładunku diody, wynosiły odpowiednio 300 ns i 500 ns przy sterowaniu impulsem prostokątnym.



Rys. 7. Przełącznik typu filtrowego
a – schemat zastępczy dla wstecznie spolaryzowanych diod p-i-n;
b – schemat zastępczy dla dodatniej polaryzacji diod p-i-n

Stosowany przełącznik PMX-1 jako modulator przy stałym wysterowaniu można charakteryzować częstotliwością, przy której głębokość modulacji spada do połowy, a która wynosi 450 kHz. Dla rozszerzenia pasma pracy przełączników mikrofalowych z diodami p-i-n łączy się je w układy filtrów dolnoprzepustowych (lub pasmowo-przepustowych) tak, aby reaktancje pasożytnicze diody były włączone jako część impedancji elementów filtru (rys. 7). I tak np. przy polaryzacji wstecznej lub zerowej diod p-i-n schemat przełącznika mikrofalowego (rys. 7a) odpowiada filtrowi dolnoprzepustowemu. W przypadku zmiany polaryzacji diod p-i-n na dodatnią, zmienia się schemat zastępczy układu (rys. 7b), który staje się tłumikiem reaktancyjnym, o tłumieniu zależnym od indukcyjności obudowy (L_{s1}, L_{s2};...) i indukcyjności filtru (L_2, L_4,...).



Rys. 8. Przełącznik wielogałęziowy
a – schemat przełącznika dwuwyjściowego,
b – schemat zastępczy, gdy wyjście A jest odizolowane i moc skierowana do wyjścia B.

W wielu urządzeniach mikrofalowych stosuje się przełączniki wielogałęziowe niezbędne do kierowania mocą mikrofalową kolejno do jednego z wielu wyjść układu.

Na rysunku 8 przedstawiono prosty przełącznik mikrofalowy dwuwyjściowy, składający się z dwóch jednodiodowych przełączników jednowyjściowych. Przełącznik taki stosuje się np. jako przełącznik antenowy w stacji radiolokacyjnej. Diody p-i-n są umieszczone w odległości $\lambda_s/4$ od wejścia. Odcinki linii zwartych dołączone równolegle do diod p-i-n zapewniają spełnienie warunku rezonansu równoległego dla diody nieprzewodzącej, a dodatkowe linie ćwierćfalowe służą do rozszerzenia pasma pracy tego przełącznika.

LITERATURA
1. Dawson R. W., Deloach B. C. – A low-loss 1-nanosecond, 1-watt X-band switch, Intern. Microwave Symp. Digest, IEEE G-MTT 1966.
2. Fisher R. E. – Broadbanding microwave diode switches. Trans. IEEE on MTT-13, 706, 1965.
3. Zynek J., Jeleński A., Półtorak J. – Silicon p-i-n diode and its microwave applications, Electron Technology, 6, 1/2, 1973.
4. Praca zbiorowa – Mikroelektronika ciała stałego. PWN 1976.
5. Katalogi firm zachodnich: Microwave Associattes, Hewlett-Packard (USA), Ferranti (Anglia).

Pomiary napięć wielkiej częstotliwości

mgr inż. MACIEJ DRECKI

Pomiary napięć w.cz. zajmują poczesne miejsce w technice radiowej i telewizyjnej. Umiejętność prawidłowego dokonania pomiaru, a następnie odpowiedniej interpretacji wyników jest przy tych pomiarach szczególnie trudna.

Przy pomiarach w.cz. są wykorzystywane najczęściej przetworniki napięć przemiennych na stałe. Wytworzone napięcie stałe jest mierzone przyrządami wskazówkowymi lub w inny sposób.

Większość woltomierzy napięć przemiennych można podzielić na trzy grupy. Są to woltomierze wartości średniej, skutecznej lub szczytowej są zwykle wyskalowane w wartościach skutecznych sygnału sinusoidalnego (wartość skuteczna jest równoważna napięciu stałemu, wytwarzającemu na obciążeniu rezystywnym tę samą ilość ciepła, co i napięcie przemienne).

Jeżeli wielkość mierzona U jest ciągłą funkcją czasu o okresie T, to wartość skuteczna wyrażona jest wzorem:

$$U_{sk} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2 dt} \qquad (1)$$

P r z y k ł a d: wartość skuteczna półokresu sygnału sinusoidalnego wynosi:

$$U_{sk} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} (U_{max}\sin\omega t)^2 dt} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2}U^2_{max}} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = 0{,}707\ U_{max}$$

Wartość średnia napięcia przemiennego jest określona wzorem:

$$U_{śr} = \frac{1}{T}\int_0^T u\,dt \qquad (2)$$

Dla przykładu: wartość średnia półokresu sygnału sinusoidalnego wynosi:

$$U_{śr} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} U_{max}\sin\omega t\,dt =$$

$$\frac{2}{\pi}U_{max} = 0{,}637\ U_{max}$$

Między tymi obiema wielkościami zachodzi stała zależność, a współczynnik proporcjonalności nosi nazwę współczynnika kształtu K:

$$K = \frac{U_{sk}}{U_{śr}}$$

Dla sinusoidy otrzymamy:

$$K = \frac{U_{sk}}{U_{śr}} = \frac{0{,}707\ U_{max}}{0{,}637\ U_{max}} = 1{,}11$$

DETEKTORY

Dla trzech definicji wartości napięcia przemiennego istnieją odpowiednio trzy rodzaje detektorów: detektor wartości skutecznej, detektor wartości średniej i detektor wartości maksymalnej (szczytowej) napięcia.

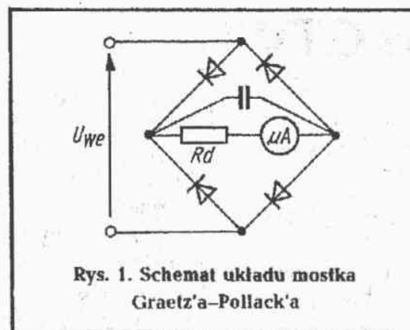
Detektory wartości skutecznej napięcia przemiennego

Detektory te przekształcają napięcie przemienne na stałe o wartości proporcjonalnej do kwadratu wartości skutecznej napięcia mierzonego. Jak wynika z definicji wartości skutecznej napięcia (wzór 1), aby otrzymać wartość skuteczną należy napięcie mierzone podnieść do kwadratu, „uśrednić" i obliczyć pierwiastek z tej wartości.

Istnieje kilka metod otrzymywania charakterystyki kwadratowej, np. za pomocą matryc oporowo-diodowych. Inna metoda to korzystanie z cieplnej definicji wartości skutecznej napięcia. Ponieważ detektory wartości skutecznej są jeszcze rzadko stosowane i trudne do wykonania w warunkach amatorskich, zrezygnowano z ich dokładnego opisu.

Detektory wartości średniej napięcia przemiennego

Najczęściej stosowany jest układ mostka Graetz'a-Pollack'a (rys. 1).

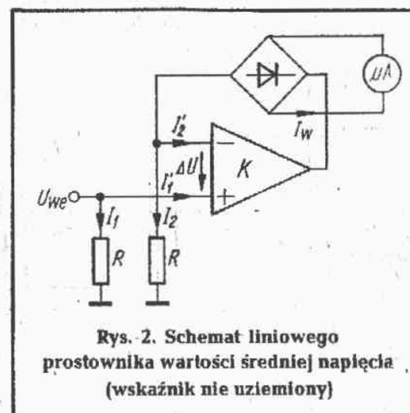


Rys. 1. Schemat układu mostka Graetz'a-Pollack'a

Jeśli $U_{we}(t) = U_{max}\sin\omega t$, to po wyprostowaniu:

$$U_{we}(t) = \frac{2}{\pi}U_{max} - \frac{4}{\pi}U_{max}\left(\frac{1}{3}\cos 2\omega t + \frac{1}{15}\cos 4\omega t + \ldots\right)$$

Jak widać, składnik stały określa właśnie wartość średnią mierzonego napięcia. Ze względu na nieliniowość charakterystyk diod prostowniczych skala mikroamperomierza musi być nieliniowa.



Rys. 2. Schemat liniowego prostownika wartości średniej napięcia (wskaźnik nie uziemiony)

Dla poprawienia liniowości wskazań wzmacnia się sygnały wejściowe do wartości powyżej 1 V. Aby wskazania były liniowe dla małych i dużych sygnałów stosuje się układ przedstawiony na rys. 2. Jeżeli wzmocnienie wzmacniacza K jest dostatecznie duże ($K \to \infty$), to napięcie $\Delta U \to 0$, zachodzi równość prądów

$I_1 = I_2 = I_w$ oraz

$$I_1 = \frac{U_{we}}{R} \quad \text{czyli} \quad I_w = \frac{U_{we}}{R} \qquad (3)$$

Układ przedstawiony na rys. 2 jest więc prostownikiem liniowym, gdyż jego właściwości nie zależą od charakterystyk diod układu mostka. Wadą tego układu jest nie uziemiony wskaźnik. Możliwość uziemienia wskaźnika daje układ przedstawiony na rys. 3, wymaga jednak użycia dwóch wzmacniaczy. Dla napięcia wejściowego mniejszego od zera ($U_{we} < 0$) napięcie wyjściowe ($U_2 > 0$) jest większe od zera, bo wzmacniacz odwraca fazę, czyli dioda D1 jest spolaryzowana zaporowo, a dioda D2 w kierunku przewodzenia. Wobec tego układ z rys. 3 sprowadza się do układu przedstawionego na rys. 4, a napięcie będzie wtedy równe $U_2 = -U_{we}$. Wzmacniacz II jest sumatorem napięcia U_2 i U_{we} i napięcie na jego wyjściu będzie równe $U_{wy} = |-U_{we}|$. Jest to więc układ liniowy z wyjściem niesymetrycznym.

Kilka słów należy poświęcić sprawie błędu pomiarowego, w przypadku pomiaru napięć odkształconych (odbiegających kształtem od sinusoidy).

Zgodnie z definicją błędu względnego mamy:

$$\delta = \frac{U_x - U_o}{U_o} \qquad (4)$$

przy czym:
δ – błąd względny,
U_x – wartość zmierzona,
U_o – wartość rzeczywista.

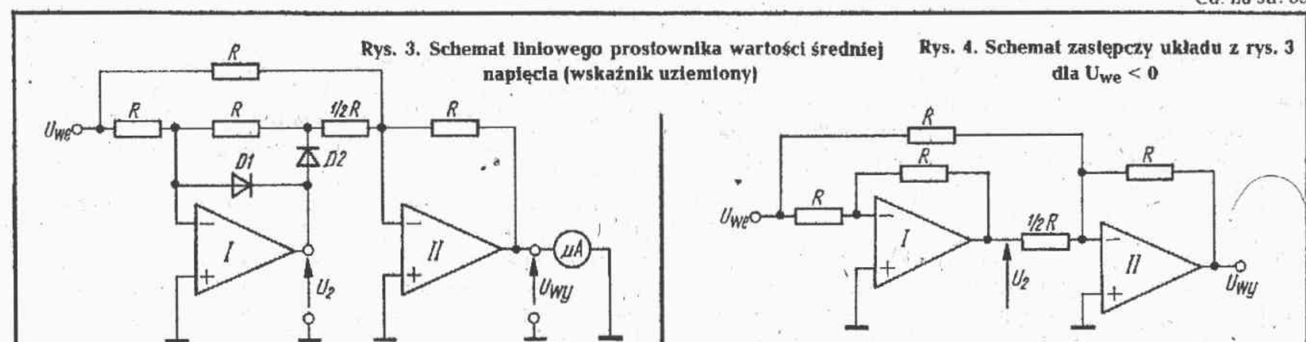
Jeżeli przyrząd mierzy wartość średnią napięcia i jest wskalowany dla sygnału sinusoidalnego o współczynniku kształtu K_o jak większość mierników magnetoelektrycznych stosowanych w przyrządach uniwersalnych), natomiast mierzone napięcie ma współczynnik kształtu K_x, to:

$$U_x = K_o\,U_{śr\,x}$$
$$U_o = K_x\,U_{śr\,x}$$

stąd

$$\delta = \frac{U_x - U_o}{U_o} = \frac{K_o}{K_x} - 1 \qquad (5)$$

Cd. na str. 39



Rys. 3. Schemat liniowego prostownika wartości średniej napięcia (wskaźnik uziemiony)

Rys. 4. Schemat zastępczy układu z rys. 3 dla $U_{we} < 0$

Generator obrazów GTV-O

Generator obrazów GTV-0 jest produkowany w Zakładzie ELTEST w Gdyni. ELTEST produkuje także próbniki Fono-Test i Video-Test.

Wytwarzane w generatorze obrazy testowe: biała wąska krata, siatka białych punktów, pasy pionowe o różnej luminancji (sygnał schodkowy) oraz obraz tła (czerni) są bardzo pomocne przy wszelkich naprawach telewizyjnych odbiorników monochromatycznych i kolorowych, a także przy regulacji zbieżności statycznej i dynamicznej, przy kontroli równowagi bieli itp. Stosunkowo dobra stabilność pracy generatora umożliwia korzystanie z niego nawet technikom-profesjonalistom.

Schemat blokowy generatora przedstawiono na rys. 1, a schemat ideowy na rys. 2.

DANE TECHNICZNE

Standard telewizyjny:	OIRT
Zakres częstotliwości:	174...230 MHz (częstotliwości harmoniczne odbierane w całym pasmie (UHF); częstotliwość nośna wizji strojona płynnie
Napięcie wyjściowe:	około 5 mV/75 Ω
Pobór mocy z sieci 220 V:	8 VA
Wymiary:	60 × 160 × 180 mm
Ciężar:	1,6 kg

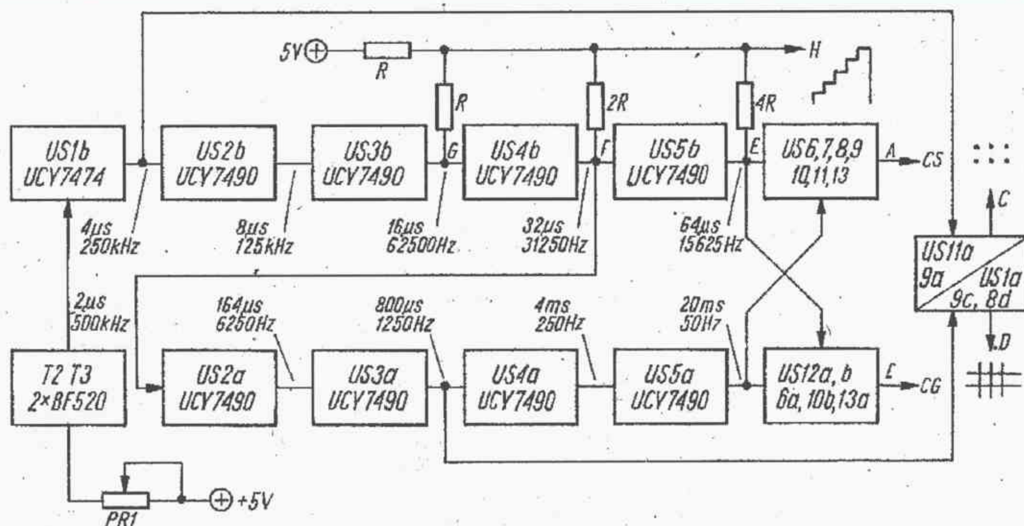
układu US1b formującego i dzielącego częstotliwość impulsów wejściowych w stosunku 2:1. Uzyskane impulsy o częstotliwości 250 kHz (T = 4 μs) są następnie doprowadzane do łańcucha czterech układów (dzielników) US2b, US3b, US4b i US5b. Na wyjściu ostatniego z nich otrzymuje się impulsy linii o częstotliwości 15 625 Hz (T_H = 64 μs). Z wyjścia układu US4b są pobierane impulsy o częstotliwości 31 250 Hz do sterowania łańcucha składającego się z czterech dzielników częstotliwości 5:1 (łącznie 5^4:1) zrealizowanego z układami US2a, US3a, US4a i US5a. Na wyjściu ostatniego dzielnika otrzymuje się więc impulsy ramki o częstotliwości 50 Hz (T_V = 20 ms).

Sygnały synchronizacji, wyrównawcze, gaszące oraz sygnały testowe są formowane w pozostałych układach logicznych.

Całkowity sygnał synchronizacji (CS) jest tworzony w układzie US7c z następujących impulsów:

– synchronizacji linii (T = 4 μs) powtarzanych co 64 μs (z przerwą trwającą około 480 μs co 20 ms) doprowadzanych z wyjścia bramki US10c;

– synchronizacji ramki (t = 160 μs) powtarzanych co 20 ms (zawierających po 5 impulsów o szerokości 4 μs, powtarzanych co 32 μs) uzyskiwanych na wyjściu bramki US13b; bramka US13b jest sterowana przebiegami doprowadzanymi z wyjść układów US7b i US8a;



Rys. 1. Schemat blokowy generatora obrazów

OPIS UKŁADU

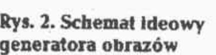
Zasada działania generatora GTV-0 opiera się na stałym podziale częstotliwości impulsów sterujących i wykorzystywaniu otrzymywanych przebiegów do formowania w układach logicznych impulsów: gaszących, synchronizujących, wyrównawczych oraz testowych obrazów kontrolnych.

Sygnał o częstotliwości sterującej 500 kHz (T = 2 μs) jest wytwarzany w układzie multiwibratora pracującego z tranzystorami T2 i T3, przestrajanego potencjometrem PR1 w granicach ±5%. Impulsy z multiwibratora są doprowadzane do

– wyrównawczych składających się z 5 impulsów (t 30 μs) powtarzanych co 32 μs przed i po impulsach synchronizacji ramki, doprowadzanych z wyjścia bramki US7a. Do wejścia bramki US7a są doprowadzane przebiegi z bramek US13c, US8a i US8c.

Ciąg impulsów gaszących (CG) jest formowany w układzie US6a z następujących impulsów:

– wygaszania linii (t = 10 μs) powtarzanych co 64 μs, doprowadzanych z wyjścia przerzutnika „D" US12b. Do wejścia tego przerzutnika są doprowadzane impulsy z układów US13a, US7b i US10b;



Rys. 2. Schemat ideowy generatora obrazów

– wygaszania ramki (t = 1,6 ms) powtarzanych co 20 ms, otrzymywanych na wyjściu przerzutnika „D" US12a. Do wejścia tego przerzutnika są doprowadzane impulsy z układów US4a, US3a i US8c.
Sygnał kraty jest realizowany w układzie US9a z:
– impulsów pasów pionowych (t = 0,2 μs) otrzymywanych w wyniku różniczkowania przebiegów 250 kHz w układzie składającym się z elementów C1, R1 i US11a,
– impulsów pasów poziomych otrzymywanych na wyjściu układu US9c sterowanego przebiegami uzyskiwanymi na wyjściach układów US1a, US2a i US3a.
Obraz kraty ma charakterystyczne załamanie linii (pasów) poziomych między 5 a 6 linią (pasem) pionową. Wynika to ze sposobu kreślenia linii poziomych od środka ekranu OTV.
Sygnał siatki białych punktów jest realizowany w układzie US8d dzięki wykorzystaniu impulsów poziomych i pionowych.
Sygnał schodkowy jest realizowany z impulsów powstających na wyjściach układów US3b, US4b i US5b. O poziomie szarości poszczególnych pasów decydują wartości rezystancji rezystorów R14, R15, R16 i R17 (dobrane w proporcjach 1:2:4). Należy tu nadmienić, że ciągi impulsów otrzymywanych w punktach G, F, E, można też wykorzystać do wysterowania kodera TVC umożliwiającego uzyskanie testów kolorowych.
Generator GTV-0 jest konstrukcją przejściową. W przyszłości będzie wyposażany w koder TVC. Tłumaczy to jego dość skomplikowaną budowę.
Formowanie sygnałów obrazów z ciągiem impulsów gaszących następuje w obwodzie bazy tranzystora T4 (sumowanie). Ciąg impulsów gaszących (CG) jest doprowadzany przez diodę D4, a sygnały obrazów testowych przez rezystor R13.
Zwarcie rezystora R13 z masą umożliwia uzyskanie obrazu tła (czerń). Sygnał o częstotliwości 50 Hz doprowadzany do bazy tranzystora T4 z transformatora sieciowego, przez rezystor R18, umożliwia zsynchronizowanie obrazów testowych z częstotliwością sieci. Zapobiega to tzw. płynięciu tła obrazu.

Całkowity sygnał wizyjny (WGS) powstaje w obwodzie emitera tranzystora T4.
Generator częstotliwości nośnej pracuje z tranzystorem T5 w układzie Colpitts'a. Do obwodu bazy tego tranzystora jest doprowadzany całkowity sygnał wizyjny. Generator pracuje w pasmie 87...115 MHz i jest przestrajany za pomocą kondensatora C. Wymagana liniowość i głębokość modulacji jest uzyskiwana dopiero na częstotliwości harmonicznej, tzn. w pasmie 174...230 MHz. Takie rozwiązanie umożliwia uzyskiwanie zadowalających sygnałów obrazów testowych w całym pasmie UHF.
Zasilacz stabilizowany pracuje w układzie konwencjonalnym.
Generator GTV-0 jest produkowany w dwóch zestawach do samodzielnego montażu. W skład zestawu nr 1 wchodzi kompletna obudowa i płytka drukowana z umocowanymi elementami elektromechanicznymi, takimi jak: kondensator obrotowy, cewka w.cz., potencjometr, przełączniki z klawiszami, gałki, skala i gniazda. W zestawie nr 2, oprócz wymienionych elementów, znajduje się działający generator częstotliwości nośnej z tranzystorem T5, sumator oraz multiwibrator pracujący z tranzystorami T2 i T3. Do każdego zestawu jest dołączony wykaz elementów elektronicznych, które należy nabyć we własnym zakresie oraz obszerna instrukcja montażu.

Wykaz elementów nie podanych na schemacie

Układy scalone

US1, US12	– UCY7474N	US7, US9	– UCY7410N
US2...US5	– UCY7490N	US10, US13	– UCY7400N
US6, US8	– UCY7402N	US11	– UCY7404N

Inne
Tr – transformator TS8/3/666
C – kondensator powietrzny KP0932641
L – cewka w.cz. Ø 10 × 2,5 zw.

mgr inż. Józef Zarzycki
inż. Krzysztof Gajewski

re oceny eksploatacyjne

Generator telewizyjnego obrazu

Otrzymaliśmy do oceny zestaw części do samodzielnego montażu generatora telewizyjnego obrazu, produkowany przez warsztat Elektromechaniczny „Eltest" z Gdyni.
Zmontowanie przyrządu powierzyliśmy naszemu współpracownikowi, który przedstawia poniżej swoją opinię na temat montażu, uruchomienia i eksploatacji tego urządzenia.

Generator telewizyjnych obrazów testowych można wykorzystać do kontroli działania podstawowych bloków funkcjonalnych odbiornika oraz do sprawdzenia i regulacji zbieżności statycznej i dynamicznej, liniowości odchylania poziomego i pionowego, synchronizacji poziomej i pionowej, równowagi bieli oraz zniekształceń geometrycznych obrazu. Generator można wykorzystać zarówno do regulacji odbiorników telewizji czarno-białej, jak i kolorowej.

„Eltest" oferuje dwa różne zestawy elementów i zespołów do samodzielnego montażu generatora.
Zestaw nr 1 zawiera kompletną obudowę, płytkę drukowaną z zamocowanym kondensatorem strojeniowym, cewką generatora VHF, potencjometrem regulacji synchronizacji i zespołem przełączników „Isostat" oraz przewód sieciowy, łącznik VHF-UHF i gniazdo GM-3.
W zestawie nr 2 dodatkowo na płytce drukowanej jest zmontowany oraz sprawdzony generator VHF, mieszacz i multiwibrator. Do zestawu nr 2 trzeba dokupić we własnym zakresie podzespoły pracujące w układzie zasilacza (transformator, diody, rezystory, kondensatory) oraz wszystkie układy scalone TTL. Wartość brakujących podzespołów wynosi około 1500 zł. Do zestawu nr 1 trzeba jeszcze dodatkowo zakupić: tranzystory, diody, rezystory i kondensatory pracujące w układzie generatora VHF, mieszacza i multiwibratora.
W razie kłopotów z nabyciem podzespołów lub z uruchomieniem generatora, można przesłać przyrząd na adres Zakładu „Eltest", który zobowiązuje się uzupełnić brakujące podzespoły i uruchomić generator w ciągu 14 dni.
W dołączonej do zestawu instrukcji montażu i uruchomienia płytka drukowana generatora została podzielona na kilka „pól operacyjnych" i każde z tych pól jest oddzielnie naszkicowane na kolejnych stronach instrukcji. Na szkicach montażowych są podane miejsca montażu podzespołów ze wskazaniem kolejności ich przylutowywania. Aby nie pominąć żadnego podzespołu, przy wykazie elementów są przewidziane miejsca na zaznaczenie wlutowanych podzespołów. Aby nie pominąć żadnego punktu lutowniczego, jest określona liczba punktów lutowniczych dla poszczególnych pól operacyjnych.
Szkice montażowe są uzupełnione szczegółowymi opisami uruchomienia kolejnych stopni generatora.

Przy uruchamianiu generatora z podzespołów dostarczanych w zestawie nr 1, jest potrzebny miernik częstotliwości, oscyloskop i woltomierz.
W instrukcji podano również wskazówki jak uruchomić generator za pomocą poprawnie zestrojonego odbiornika radiowego i telewizyjnego. Jest to metoda bardziej kłopotliwa i wymagająca doświadczenia konstrukcyjnego.
Przy uruchamianiu generatora z podzespołów dostarczanych w zestawie nr 2 jest potrzebny tylko woltomierz.
Generator jest produkowany w obudowie z blachy aluminiowej z okleiną drewnopodobną. Uzyskano obudowę estetyczną, o małych wymiarach i niewielkim ciężarze.
Obsługa generatora jest bardzo prosta. Generator dołącza się do gniazda antenowego odbiornika, a właściwy sygnał testowy wybiera za pomocą przełącznika klawiszowego. Regulację dostrojenia i synchronizacji zapewniają pokrętła umieszczone na płycie czołowej.
Dopracowana konstrukcja układu, dokładny szkic rozmieszczenia podzespołów oraz szczegółowy opis montażu i uruchomienia układu sprawia, że nawet początkujący radioamator nie będzie miał trudności przy uruchamianiu generatora. Mimo rozbudowanego układu elektrycznego generator działa od pierwszego włączenia. Na montaż i uruchomienie generatora wystarczy jedno popołudnie.
Korzystanie z generatora utrudnia brak wskaźnika sygnalizującego jego włączenie. Jest to dość kłopotliwe, gdy np. okaże się, że gniazdo sieciowe nie zapewnia poprawnego kontaktu. Wówczas, przy naprawie odbiornika nie wiadomo, czy wadliwie działa odbiornik telewizyjny czy też nie ma sygnału z generatora. Aby to sprawdzić, trzeba każdorazowo rozkręcać obudowę i sprawdzać napięcie wyjściowe zasilacza. Podobnie jest, gdy ulegnie przepaleniu bezpiecznik na płytce drukowanej. Niedogodność tę można wyeliminować przez umieszczenie na płycie czołowej diody elektroluminescencyjnej zasilanej napięciem wyjściowym stabilizatora.
Należy koniecznie wprowadzić trwałe mocowanie przewodu sieciowego, którego przylutowane wyprowadzenie może się ułamać albo oderwać i wówczas napięcie sieciowe może zostać przypadkowo dołączone do dowolnego punktu generatora. Konsekwencją tego będzie uszkodzenie podzespołów lub porażenie użytkownika.
Generator jest przeznaczony do pracy w kanałach 6...12, ale dzięki wykorzystaniu przebiegów harmonicznych umożliwia również testowanie wszystkich kanałów w pasmie UHF. Uzyskiwany obraz ma dobrą luminancję i kontrast oraz jest stabilny.
Generator można polecać osobom zajmującym się naprawami odbiorników telewizyjnych, zwłaszcza w miejscowościach odległych od stacji nadawczej, ponieważ dostarcza obraz testowy niezależny od lokalnych warunków terenowych i stanu instalacji antenowej oraz umożliwia naprawy niezależnie od czasu emisji programu ze stacji nadawczej.

Zdzisław Tkaczyk

A oto komentarz producenta do oceny eksploatacyjnej generatora telewizyjnego obrazów.

Od 1 stycznia 1981 r. wszedł do produkcji nowy model GTV-0/1, który jest produkowany w analogicznych zestawach bez zmiany ceny, a także w wersji całkowicie zmontowanej.
Nowe rozwiązanie układu podziału częstotliwości sterującej umożliwiło zmniejszenie liczby układów scalonych TTL do 10 sztuk, co obniżyło koszt elementów użytych w zestawie nr 2 o około 200 zł. Zmniejszono obudowę i powierzchnię płyty czołowej o 15%, jednocześnie zwiększając prawie dwukrotnie skalę VHF umożliwiając tym samym wybranie żądanego kanału z dokładnością lepszą niż 1%.
Dioda elektroluminescencyjna sygnalizująca stan włączenia przyrządu oraz dodatkowy test bieli do regulacji czystości kolorów, podnoszą znacznie walory użytkowe przyrządu.
Nowy model jest konstrukcją rozwojową w zakresie możliwości rozbudowy generatora VHF o I lub II pasmo TV, jak też towarzyszącą fonię.
Informujemy, nawiązując do oceny eksploatacyjnej, że przewód sieciowy ma tzw. „zaciążkę". Przy silnym szarpnięciu przewodu sieciowego, zaciążka opiera się o nypel i zapobiega wyrwaniu przewodu z druku. Być może że w tym egzemplarzu GTV-0 brak było takiej „zaciążki".

Pomiary napięć wielkiej częstotliwości – cd. ze str. 35

W przypadku pomiaru napięć prostokątnych, dla których współczynnik $K_x = 1$, błąd pomiaru osiąga wartość +11%, natomiast przy pomiarze krótkotrwałych impulsów błąd pomiarowy może dochodzić do wartości −100%.

Dokładność, z jaką woltomierz wartości średniej będzie wskazywał wartości skuteczne sygnału zawierającego harmoniczne, zależy nie tylko od amplitudy harmonicznej, lecz także od jej fazy i rzędu.

Można wykazać [2], że największy wpływ pojedynczej harmonicznej o nieznanym rzędzie i fazie nie przekracza (dla detekcji wartości średniej) wartości:

$$\left|\frac{\Delta U_{śr}}{U_{śr}}\right| \leq \frac{1}{3}\left(\frac{U_h}{U_p}\right)^2 \qquad (6)$$

pczy czym:
U_h – napięcie harmonicznej,
U_p – napięcie składowej podstawowej.

Detektory wartości szczytowej napięcia przemiennego

Są to obecnie najbardziej rozpowszechnione typy detektorów napięć w.cz. Wśród tej grupy detektorów rozróżnia się trzy układy pracy: detektory szeregowe, detektory równoległe oraz detektory międzyszczytowe. Schematy tych detektorów przedstawiono na rys. 5.
Detektor szeregowy działa następująco. Kondensator C w dodatnim półokresie ładuje się ze stałą czasową $\tau_{ład} = (r_g + r_p)\,C$, natomiast rozładowuje się ze stałą czasową $\tau_{rozł} = RC$ (r_g – rezystancja generatora, r_p – rezystancja diody w kierunku przewodzenia).
Widać, że im większa jest wartość R i C oraz im mniejsza jest wartość r_p i r_g, tym bardziej napięcie na kondensatorze zbliży się do U_{max}. Można wykazać [3], że dla $U_x = U_{max} \sin \omega t$:

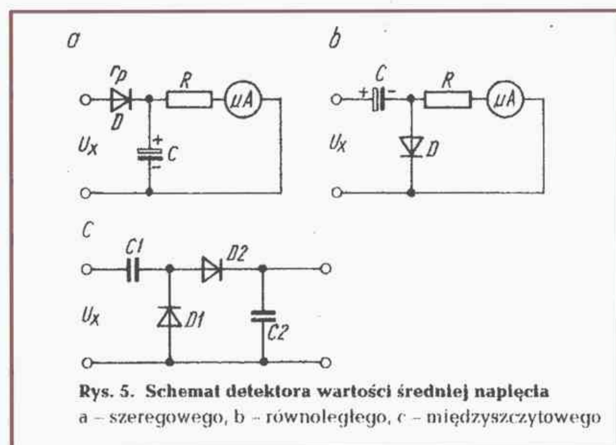
$$U_C = U_{max} \cos \Theta \qquad (7)$$

przy czym Θ – kąt przepływu prądu przez kondensator.

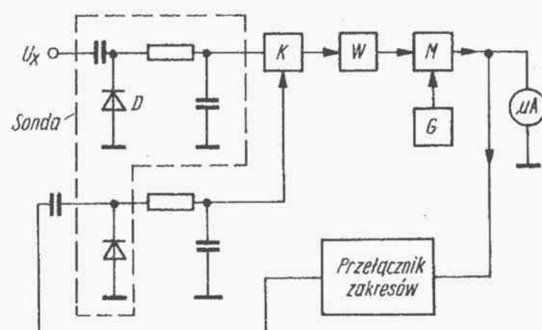
$$\Theta = \sqrt[3]{3\pi \frac{R_p}{R}} \qquad R_p = r_g + r_p \qquad (8)$$

Rezystancja wejściowa detektora szczytowego szeregowego, widziana przez źródło napięć mierzonych, wynosi [2,3] połowę rezystancji układu obciążającego detektor (rys. 5a, $R_{we} = {}^1/_2 R$).
Wadą detektora szeregowego jest to, że mierzy on również napięcie stałe nałożone na przebieg przemienny. Z tego względu częściej stosowany jest detektor szczytowy równoległy (rys. 6b). Układ ten działa następująco. Dla dodatniej połówki sinusoidy kondensator C ładuje się do wartości $-U_{max}$ poprzez diodę przewodzącą D. Dla połówki ujemnej naładowany kondensator stanowi źródło napięcia, w związku z czym napięcie na mierniku zmienia się wg zależności:

$$U_{wsk} = -U_{max} + U_{max} \sin \omega t$$



Rys. 5. Schemat detektora wartości średniej napięcia
a – szeregowego, b – równoległego, c – międzyszczytowego



Rys. 6. Układ z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym i falą nośną pośredniej częstotliwości

Dla wyeliminowania składowej zmiennej należy zastosować filtr dolnoprzepustowy.

Jeśli zdefiniuje się (analogicznie do współczynnika kształtu) współczynnik szczytu jako

$$S = \frac{U_{max}}{U_{sk}} \qquad (10)$$

to analogicznie można również obliczyć błąd dla napięcia zniekształconego

$$S = \frac{S_0}{S_x} - 1 \qquad (11)$$

Maksymalny błąd ujemny o wartości 41% występuje przy pomiarach napięć prostokątnych. Największy błąd dodatni występuje dla napięć impulsowych, przy czym jego wartość zależy od czasu trwania impulsu i rośnie do nieskończoności, w miarę skracania czasu trwania tych impulsów.

Rezystancja wejściowa detektora równoległego wynosi [2, 3]:

$$R_{we} = \frac{1}{3} R \qquad (9)$$

Duże błędy pomiarowe popełniane są w układzie tego detektora dla sygnałów niesymetrycznych. Wadę tę eliminują detektory międzyszczytowe (rys. 5c). Dodatkową ich zaletą jest fakt, że napięcie wyjściowe jest dwukrotnie wyższe od napięcia detekcji szczytowej.

W woltomierzach w.cz. wykorzystujących detektory wartości szczytowej występuje problem nieliniowości skali, wynikający z nieliniowości diod. Można temu zaradzić, stosując odrębne skale dla poszczególnych zakresów pomiarowych lub indywidualne układy korekcyjne. Obydwie metody są jednak obarczone pewnymi wadami: pierwsza zwiększa prawdopodobieństwo popełnienia omyłki przy odczytywaniu wyniku pomiaru na niewłaściwej skali, druga natomiast jest droższa i ogranicza pasmo mierzonych częstotliwości.

Bardzo interesującym rozwiązaniem, o liniowej podziałce, jest układ z nieliniowym sprzężeniem zwrotnym i falą nośną średniej częstotliwości (rys. 6). Napięcie mierzone jest prostowane w układzie detektora szczytowego D; otrzymane napięcie stałe jest porównywane przez komparator K z napięciem sprzężenia zwrotnego. Różnica tych napięć, po wzmocnieniu przez wzmacniacz W, steruje amplitudą fali nośnej na wyjściu modulatora zrównoważonego M, zasilanego z generatora fali nośnej G generującego napięcie o częstotliwości 100 kHz. Amplituda tego napięcia jest proporcjonalna do napięcia mierzonego. Jeżeli diody w detektorze pomiarowym i detektorze sprzężenia zwrotnego mają identyczne charakterystyki oraz umieszczone są we wspólnej osłonie termicznej, to napięcie wyjściowe z modulatora o częstotliwości 100 kHz będzie miało zawsze identyczną wartość jak napięcie mierzone. Bardzo istotną zaletą układu jest również to, że wskaźnik mierzy zawsze napięcie o jednej częstotliwości 100 kHz.

Stosowane są również inne metody detekcji, np. detekcja wartości quasi-skutecznej, detekcja semplingowa, detekcja synchroniczna.

WZMACNIACZE POMIAROWE

Zadaniem wzmacniaczy, oprócz oczywistego faktu wzmocnienia mierzonego sygnału do poziomu wystarczającego do wysterowania wskaźnika, jest również zwiększenie impedancji wejściowej przyrządu. Wzmacniacze te muszą spełniać następujące wymagania:

- duża rezystancja wejściowa,
- znikomo małe dryfty temperaturowe i czasowe wszystkich podstawowych parametrów wzmacniacza (głównie stałość wzmocnienia),
- duże tłumienie napięć synfazowych.

Najczęściej stosowane są dwa typy wzmacniaczy: różnicowe z ujemnym sprzężeniem zwrotnym oraz wzmacniacze z przetwarzaniem (tzw. chopperowe).

W tym drugim przypadku wejściowe napięcie stałe jest zmieniane w napięcie przemienne (najczęściej o kształcie prostokątnym), następnie wzmacniane już we wzmacniaczu o sprzężeniu pojemnościowym (w ten spowób eliminuje się dryft zera) oraz z powrotem odtwarzane w napięcie stałe za pomocą detektora synchronicznego.

PROBLEMY WYSTĘPUJĄCE PRZY POMIARACH W.CZ.

Oprócz sygnalizowanych już problemów wynikających z zastosowanego detektora i kształtu mierzonego napięcia w technice pomiarowej w.cz. występują specyficzne zjawiska, których nieznajomość może doprowadzić do błędnej interpretacji wyniku pomiaru.

Analizując pomiary w zakresie w.cz. należy rozróżnić cztery przypadki:

1. obciążenie pojemnościowe źródła wielkiej częstotliwości,
2. obciążenie indukcyjne źródła w.cz.,
3. obciążenie czynne źródła w.cz.,
4. sposób przyłączenia masy przyrządu do źródła w.cz.

Rozpatrzmy je kolejno.

1. Obciążenie pojemnościowe wnoszone przez miernik pochodzi od pojemności diody oraz pasożytniczej pojemności montażowej. Można spodziewać się wartości rzędu kilku, a nawet kilkunastu pF. Taka pojemność przy w.cz. odgrywa już znaczącą rolę. W przypadku pomiaru amplitudy oscylatora dołączenie takiej pojemności spowoduje zmianę częstotliwości drgań w stosunku:

$$f_2 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\, f_1 \qquad (12)$$

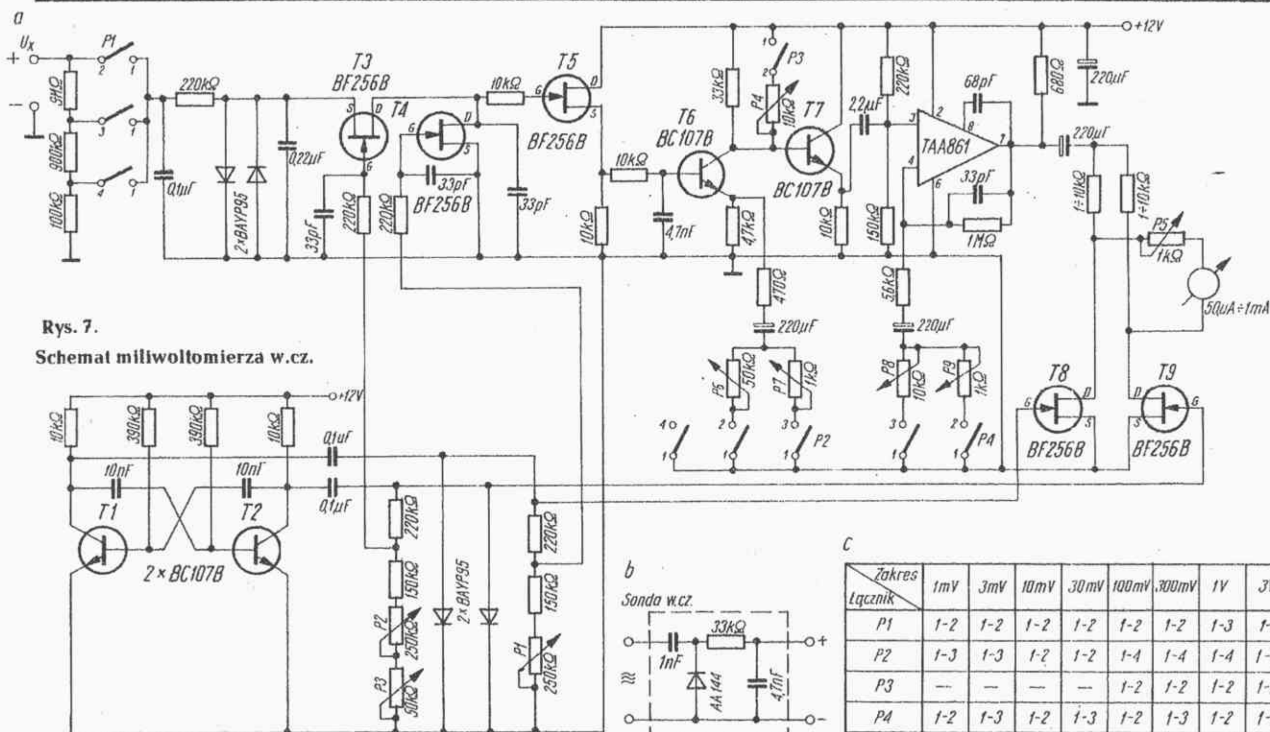
przy czym:

C_1 – pojemność obwodu rezonansowego oscylatora,

C_2 – suma pojemności obwodu rezonansowego i pojemności wejściowej sondy,

f_1 – częstotliwość drgań oscylatora przed przyłączeniem sondy,

f_2 – częstotliwość drgań oscylatora po przyłączeniu sondy.



Zakres / Łącznik	1mV	3mV	10mV	30mV	100mV	300mV	1V	3V	10V
P1	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2	1-3	1-3	1-4
P2	1-3	1-3	1-2	1-2	1-4	1-4	1-4	1-4	1-4
P3	—	—	—	—	1-2	1-2	1-2	1-2	1-2
P4	1-2	1-3	1-2	1-3	1-2	1-3	1-2	1-3	1-2

Rys. 7.
Schemat miliwoltomierza w.cz.

Przyłączenie sondy do wzmacniacza szerokopasmowego zmieni jego górną częstotliwość graniczną w stosunku:

$$f_2 = \frac{C_1}{C_2} f_1 \qquad (13)$$

2. Przy dużych częstotliwościach nie można już pominąć indukcyjności doprowadzeń przyrządu pomiarowego. Oprócz przestrajania obwodów rezonansowych indukcyjność doprowadzeń powoduje również błędy pomiarowe. Na indukcyjności doprowadzeń wastępują spadki napięć, w związku z czym przyrząd wskazuje zbyt małą wartość napięcia. Ponadto przy większych częstotliwościach nie do uniknięcia są rezonanse własne doprowadzeń, wynikające z istnienia pojemności i indukcyjności własnych. Podstawową zasadą w konstrukcji sond pomiarowych jest sosowanie jak najkrótszych doprowadzeń, rzędu kilku mm, o możliwie dużym przekroju.

3. W tym przypadku wystarczające jest stosowanie przyrządu o odpowiednio dużej rezystancji wejściowej. Mając do dyspozycji współczesne półprzewodniki (JFET, MOSFET) nie jest to trudne do uzyskania.

4. Jest to niesłychanie ważne zagadnienie, bardzo często niestety bagatelizowane przez dokonujących pomiaru. Staranny wybór miejsca dołączenia masy ma wpływ na dokładność pomiaru. Interesujący przykład rozważań na temat dołączenia masy przedstawiono w [4]. Ponadto bardzo ważna jest również długość i przekrój przewodu masowego sondy.
Ważną sprawą są również błędy pochodzące od prądów doziemnych i to zarówno przyrządu pomiarowego jak i źródła napięcia. Błędy wskazań mogą powodować również spadki napięć na impedancji uziemień pochodzące od prądów sprzężeń pojemnościowych pomiędzy transformatorami układu pomiarowego i źródła mierzonego napięcia (generatora). Sposoby zaradcze przeciwdziałające tym zjawiskom to zwinięcie kabla pomiarowego w cewkę w pierwszym przypadku oraz uziemienie obudów w jednym punkcie – w drugim przypadku [2].

Przykład miliwoltomierza w.cz. (do 250 MHz) możliwego do wykonania w warunkach amatorskich jest zamieszczony w czasopiśmie „Funkschau" nr 17/1978 [5]. Jest to miliwoltomierz z detekcją szczytową równoległą i wzmacniaczem pomiarowym z przetwarzaniem (typu „Chopper"). Jego schemat przedstawiono na rys. 7.

Tranzystory T1 oraz T2 tworzą układ multiwibratora bistabilnego oscylującego z częstotliwością ok. 75 Hz. Sygnał z jego wyjść steruje tranzystorami T3 i T4 kluczującymi napięcie stałe U_x z częstotliwością 75 Hz. Wzmocnione przez tranzystory T5, T6, T7 oraz wzmacniacz operacyjny TAA861 napięcie zmienne zostaje wyprostowane w demodulatorze synchronicznym (T8, T9). Zmienne ujemne sprzężenie zwrotne wzmacniacza operacyjnego (przełącznik P4) zapewnia wybór odpowiedniej skali 0...10 i 0...3. Ujemne sprzężenie zwrotne tranzystora T6 można zmieniać za pomocą przełącznika P2. Przełącznik P3 umożliwia zmniejszenie wzmocnienia dla zakresu do 100 mV.

Dzielnik wejściowy wraz z przełącznikiem P1 umożliwia odpowiedni podział napięcia wejściowego (w stosunku 1:1, 1:10 i 1:100). Wzmacniacz operacyjny TAA861 można z powodzeniem zastąpić przez MAA502, należy wówczas wyeliminować rezystory 220 kΩ i 680 Ω.

Zamiast tranzystorów BF256B można użyć, np. BF245 lub BFW61. Kłopoty mogą wystąpić przy stosowaniu zamiennika diody AA144. Można użyć radzieckiej diody GD507, ale należy się liczyć z pogorszeniem parametrów częstotliwościowych przyrządu.

Problemy mogą wystąpić również przy skalowaniu przyrządu – skala jest niestety nieliniowa. Należy zatem wykonać odrębne skale dla poszczególnych zakresów.

LITERATURA

[1] Cage J.M, Oliver B.M.: Pomiary i przyrządy elektroniczne, WKŁ, Warszawa 1978.
[2] Jellonek A., Karkowski Z.: Miernictwo radiotechniczne, WNT, Warszawa 1972.
[3] Mirski G.J.: Miernictwo elektroniczne, WKŁ, Warszawa 1973.
[4] Nührmann D.: Jak mierzyć poprawnie, WKŁ, Warszawa 1978.
[5] Nührmann D.: Hochfrequenz und Gleichspannungs Milivoltmeter, Funkschau 17/1978.
[6] Instrukcja obsługi miliwoltomierza w.cz. firmy Ferisol, model AB302.
[7] Instrukcja obsługi miliwoltomierza firmy Hewlett-Packard, model 3406 A.
[8] Instrukcja obsługi miliwoltomierza w.cz. firmy Boonton, model BD92.

Uniwersalny stabilizowany zasilacz mocy

IRENEUSZ WIATER

W artykule opisano dwa układy zasilaczy stabilizowanych: jeden uproszczony, drugi bardziej złożony, na duże obciążenie prądowe do 7 A i o stosunkowo dobrych parametrach. Przykłądowo napięcie tętnień nie przekracza wartości 2 mV_{sk}. Rozwinięcie konstrukcyjne opracowanego układu znalazło miejsce w produkcji i weszło w skład turystycznego odbiornika telewizyjnego „Vela". Należy nadmienić, że opracowane układy chronione są patentem, którego właścicielem są Warszawskie Zakłady Telewizyjne.

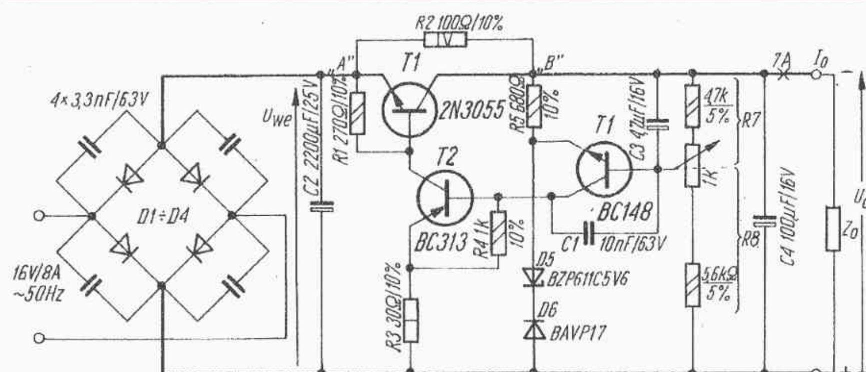
Dane techniczne i opis układu

Na rysunku 1 przedstawiono schemat zasilacza stabilizowanego w wersji uproszczonej na napięcie wyjściowe 12 V i prąd maksymalny 7 A.

– punkt D określa maksymalny prąd przeciążenia ($I_{p\ max} = 1,3\ I_{o\ max}$),
– punkt E określa automatyczne przejście zasilacza w stan zablokowania (punkt niestały),
– punkt F określa pełne działanie elektronicznego zabezpieczenia układu przy rezystancji zwarcia R_z:

$$I_z = \frac{U_{we}}{R_2+R_z} \cong \frac{U_{we}}{R_2}$$

Układ może być również zasilany z dowolnego źródła napięcia stałego, np. z akumulatora. W przypadku, gdy $U_{ak} \geqslant 0,5\ V+U_o$, wtedy napięcie wyjściowe $U_o = const.$ i zachodzi proces stabilizacji. Jeżeli $U_{ak} < 0,5\ V+U_o$, wtedy układ nie stabilizuje napięcia na obciążeniu, zaś jego wartość obniża się o około 0,5 V w stosunku do napięcia akumulatora.



Rys. 1. Schemat uproszczonego zasilacza stabilizowaniego 12 V, 7 A

Stosując chłodzenie tranzystora regulowanego T1 (2N3055) za pomocą radiatora z blachy aluminiowej o powierzchni 250 cm^2 i grubości 3 mm, uzyskano przy temperaturze otoczenia 70°C podstawowe parametry zamieszczone w tablicy. Dla porównania w tablicy tej podano również parametry scalonego zasilacza grubowarstwowego typu GL-033 produkcji Telpod w Krakowie. W uzupełnieniu informacji przedstawiono na rys. 2 charakterystykę napięciowo-prądową zasilacza, w której:

– punkt A1 odpowiada pracy zasilacza bez obciążenia w wersji specjalnej,
– punkt A2 odpowiada pracy zasilacza bez obciążenia w wersji uproszczonej,
– punkt B odpowiada początkowemu zakresowi stabilizacji napięciowej,
– punkt C określa moment gwałtownego wzrostu napięcia tętnień, początek działania układu elektronicznego zabezpieczenia przed przeciążeniem,

Charakterystyka napięciowo-prądowa odpowiada krzywej A1, B, C, D, E, F wg rysunku 2.

Zasilacz w wersji uproszczonej (rys. 1) ma bardzo prosty układ startowy oraz proste zabezpieczenie przeciwzwarciowe. Rozbudowany układ startowy w wersji specjalnej (rys. 3) ma dwójnik zapewniający stałość prądu startowego, zarówno przy dużych zmianach wyprostowanego napięcia wejściowego, jak i w pełnym zakresie obciążeń.

Dla układu uproszczonego (rys. 1) prąd startu jest równy:

$$I_{st} = \frac{U_{we}}{R2}$$

zaś dla układu z rys. 3 jest zawsze stały i równy około 5 mA.

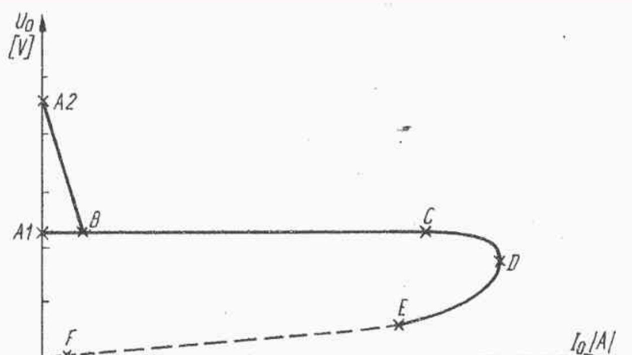
Zasilacz stabilizowany składa się z prostownika wyposażonego w diody D1...D4 oraz właściwego stabilizatora napięcia w układzie wzmacniająco-porównującym.

Stabilizator napięcia pracuje w układzie trzystopniowego wzmacniacza, przy czym główny tranzystor T1 typu n-p-n spełnia funkcję regulowanego elementu szeregowego. Stabilizator ma również zabezpieczenie przed przeciążeniem i przed zwarciem; w razie zwarcia wyjścia zatkane są wszystkie tranzystory, a prąd zwarcia płynie tylko przez rezystor startowy R2.

Tranzystor T1 jest sterowany z kolektora tranzystora T2. W obwodzie emitera tego tranzystora znajduje się rezystor R3 ograniczający prąd bazy tranzystora T1. Baza T2 jest połączona z kolektorem tranzystora T3, dzięki czemu uzyskuje się maksymalne wzmocnienie. Rezystory R1 i R4 powodują zwiększenie wzmocnienia pętli stabilizatora, co obniża rezystancję wyjściową zasilacza.

W obwodzie emiterowym tranzystora T3 znajduje się dzielnik napięcia utworzony z rezystora emiterowego R5 i diody Zenera D5. W szereg z diodą D5 włączono dodatkowo diodę D6 dla kompensacji współczynnika temperaturowego napięcia baza-emiter tranzystora T3.

C.d. na str. 44



Rys. 2. Charakterystyka napięciowo-prądowa stabilizatora napięcia

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 2 (249) LUTY 1981 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU ARL

Prezydium Zarządu Głównego PZK na wniosek Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji przyznało na rok 1981 sportową klasę mistrzowską międzynarodową następującym zawodnikom: Andrzej Kajurek, Bożena Wyszyńska, Olga Prokowska.

Prezydium Zarządu Głównego PZK na wniosek Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji przyznało na rok 1981 sportową klasę mistrzowską następującym zawodnikom: Adam Wojno, Jerzy Woś SP2BLU, Jolanta Adamik, Tomasz Wojtylak.

Polski Klub Amatorskiej Radiolokacji przyznał na rok 1981 klasy sportowe następującym zawodnikom:

Klasa pierwsza – Tadeusz Rostkowski SP3GVP, Marek Gajdziel, Zofia Ząbrowska, Elżbieta Szmidt, Czesław Kozak, Józef Kubera, Barbara Gbuszyńska, Dariusz Siwek.

Klasa druga – Józef Woszczyło, Jacek Marszelewski, Wiesław Stręk, Grażyna Marciniak, Janusz Grzegorek, Piotr Pacholak, Andrzej Somer, Beata Niedziałek, Anna Niedziałek, Dariusz Matysiak, Fabian Witkowski, Katarzyna Wistrowska.

Klasa trzecia – Krzysztof Caban, Ryszard Iżbinski, Maciej Drzymała, Robert Soskowski, Radosław Skopiński, Maria Kubiak, Ewa Kubiak.

Prezydium Zarządu Głównego PZK na wniosek Polskiego Klubu Amatorskiej Radiolokacji powołało do kadry narodowej w amatorskiej radiolokacji sportowej na rok 1981 następujących zawodników:

Kobiety – Bożena Wyszyńska – Łomża, Olga Prokowska – Szczecin, Jolanta Adamik – Nowy Sącz, Anna Gindera – Międzychód

Juniorzy – Andrzej Kajurek – Łomża, Tomasz Wojtylak – Nowy Sącz, Piotr Pacholak – Międzychód, Czesław Kozak – Bydgoszcz

Seniorzy – Tadeusz Rostkowski SP3GVP – Wolsztyn, Jacek Wolny SP3DBF – Rawicz, Sławomir Nowicki – Szczecnin, Janusz Grzegorek SP3LC – Września

Polski Klub Amatorskiej Radiolokacji nadał tytuł sędziego klasy krajowej w amatorskiej radiolokacji sportowej Ryszardowi Łuczakowi SP3JYU z Międzychodu, aktywiście Polskiego Związku Krótkofalowców i Związku Harcerstwa Polskiego. *SP5HS*

WIADOMOŚCI DX

● Z Bajo Nuevo i Serrana Bank, gdzie nigdy nie było żadnej stałej stacji, słyszane są raz na kilka lat tylko wyprawy dx-owe. Taką ekspedycją zorganizowaną przez Związek Radioamatorów Kolumbii była praca stacji HKØAB i HKØAA w pierwszych dniach września ubiegłego roku. Ta, na długo przedtem przygotowywana wyprawa, w skład której wchodziło aż czternastu operatorów, wyposażona w 6-elementową antenę i dwukilowatowy nadajnik, przyniosła jednak rozczarowanie, szczególnie europejczykom. Rozpoczęta uroczyście 31 sierpnia w nocy od przemówienia prezydenta Republiki Kolumbii, (który także nawiązał pierwsze QSO), była potem niestety przykładem słabej techniki operatorskiej. Praca ze wszystkimi kontynentami równocześnie przy lekceważeniu korzystnych godzin propagacji dla Europy spowodowała, że tylko nielicznym stacjom z naszego kontynentu udało się przebić przez ogromny tłum znacznie korzystniej położonych stacji z USA. Podczas czterech dni pracy z Bajo Nuevo i trzech z Serrana Bank, nawiązano tylko 8500 QSO, w tym w ogromnej większości z W. Na karty QSL wysyłane na Box 584 w Bogocie, odpowiadał od końca listopada HK3DDD.

● Na wyspie Chatham nie ma w tej chwili żadnej stałej stacji, odkąd opuścił ją w 1978 r. ZL3NR/C. Znany z wielu wypraw na wyspy Pacyfiku ZL2AMO nadawał stamtąd przez kilka dni w okresie cw-CQ Contestu w końcu listopada ub.r. Wyspa leży około 500 mil na wschód od Nowej Zelandii, ludność jej liczy około pięciuset stałych mieszkańców zajmujących się głównie hodowlą owiec i rybołówstwem. Odkrył ją w 1791 r. angielski kapitan Chatham.

● Inna nowozelandzka wyspa Campbell jest osiągalna obecnie w „eterze" dzięki pracy ZL2AFH/A, który rozpoczął tam pracę w początkach grudnia i pozostanie na wyspie do października br. Pracuje głównie telegrafią, najczęściej na początku pasma 20 m około 14005 kHz w godzinach rannych.

● Nie doszła niestety do skutku planowana na grudzień ub. r. wyprawa ZL3MA na Kermadec, najtrudniej osiągalną z wysp ZL. Poza pracą stamtąd ZL1AAT/K w styczniu 1970 r. była czynna tam tylko jedna krótkotrwała ekspedycja dx-owa, stąd też kraj ten należy do bardzo poszukiwanych. Według informacji stacji ZL, wyprawa ta będzie podjęta w terminie późniejszym.

● Przez pięć dni, od 5 grudnia ub.r. pracowała z wyspy Abu Ail wyprawa pod znakiem J2Ø/A. W jej skład wchodziło czterech operatorów, w tym znani DJ9ZB, J28AZ i K6LPL. Ta wulkanicznego pochodzenia, pozbawiona wszelkiej roślinności, o niezwykle gorącym klimacie wyspa, leży na Morzu Czerwonym i ma współrzędne geograficzne 15°30'N i 41°50'E. Należy do Republiki Dżibuti i pełni ważną rolę dla żeglugi w tym rejonie. Na jej najwyższym wzniesieniu 260 m npm znajduje się czynna latarnia morska. Abu Ail znalazła się jako nowy kraj na liście DXCC w 1971 r. kiedy to w maju tego roku nadawał stamtąd znany starszym dx-manom Aldo ET3ZU z Asmary. Jednym z inicjatorów uznania Abu Ail za oddzielny kraj był Tony I1IJ z Rzymu, który był QSL managerem tej wyprawy i wydawcą pięknych kart QSL. QSL managerem J2Ø/A jest K6LPL.

● Ten sam Tony, którego obecny znak to IØIJ, stara się obecnie o rozszerzenie listy DXCC o następne nowe „country". W dniach od 4 do 7 grudnia ub.r. był operatorem stacji o niecodziennym, a na pewno nieoficjalnym znaku 1AØKM. Stacja pracowała ze Starego Miasta w Rzymie, z terytorium o obszarze jednej uliczki, które od 1834 roku znajduje się w suwerennym władaniu średniowiecznego zakonu Kawalerów Krzyża Maltańskiego. Obszar ten jest tradycyjnie wyłączony spod administracji państwa włoskiego i mimo dużego sceptycyzmu wielu dx-manów ma duże szanse na uznanie go za oddzielny kraj do DXCC, na zasadzie podobnej jak Mount Athos w Grecji, zwany nieoficjalnie republiką mnichów. Odpowiednio udokumentowany wniosek został wysłany do ARRL w grudniu. Bez względu na orzeczenie warto było zrobić QSO i postarać się o kartę u IØMGM.

● Na Willis Island zakończył 20 grudnia ub.r. sześciomiesięczną pracę VK9ZG. Na szczęście w następnej zmianie radiooperatorów na stacji meteo, znalazł się także krótkofalowiec, który pod znakiem VK9ZD będzie czynny do czerwca br. Jest to już ostatnia zmiana załogi na stacji, gdyż w bieżącym roku ma ona być całkowicie zautomatyzowana i będzie pracować bez obsługi ludzkiej.

● Gwinea 3X należy do najtrudniej osiągalnych krajów ze względu na ograniczenia w wydawaniu licencji. Przez wiele lat kraj ten był białą plamą w „eterze". W listopadzie ub.r. udało się tam uzyskać zezwolenie amatorowi z Australii, który przez najbliższe sześć miesięcy będzie przebywał tam pracując jako pilot w lotnictwie lokalnym. Stąd też często jest słyszany, głównie na 28 MHz jako VK4NIC/am, nadając podczas lotu samolotem. Praca ta ogranicza znacznie jego aktywność w „eterze" jako VK4NIC/3X. Jego stała częstotliwość pracy to 28 735 kHz, gdzie setki chętnych na QSO zapisuje na listę W4FRU, jego QSL manager. W4FRU jest jednocześnie QSL managerem ZD7HH i 5NØDOG.

● Wyprawa DL1VU na Pacyfik potrwa do marca br. Zaczął on ją w listopadzie ub.r. od pracy z Tonga jako A35VU, skąd zrobił 3163 QSO w tym, jak nam sam mówił, dużo stacji polskich. Przez niemal cały grudzień był aktywny z Niue pod znakiem ZK2VU. Pracuje głównie telegrafią 5 kHz od początku pasm. Następnie ma w planach pracę z ZK1 – South Cook Island, FOØ, 5W1, ZM7, FWØ, 3D2, FK8, YJ8. QSL via DL2RM.

● VE1AI odwiedził już po raz trzeci Sable Island. Nadawał stamtąd podczas cw-CQ Contestu w końcu listopada ub.r. Wyspa ta, położona blisko wybrzeży Nowej Szkocji, nie wchodzi w skład tej prowincji, będąc pod bezpośrednią administracją rządu federalnego w Ottawie. To, trzeba przyznać, mocno naciągane kryterium, jest powodem uznawania wyspy za oddzielny kraj do DXCC. QSL via VE1AI.

● W Somali na pozostawionym przez 6OØDX sprzęcie, pracuje 6O1TI, słyszany z silnym sygnałem regularnie na 14 135 kHz. Prosi o QSL via I2YAE.

● Dyplomy nowozelandzkie: w Nowej Zelandii jest wydawanych kilka ciekawych dyplomów. Dyplom „Antipodes Award" jest wydawany posiadaczom urządzeń „home made", którzy zrealizują na nich 3 QSO z nową Zelandią. Wymagane jest załączenie oświadczenia, podpisanego przez dwóch licencjonowanych nadawców. Koszt 4 IRC. Dyplom „Worked All New Zealand" (WAZL) jest wydawany za QSL z trzydziestoma pięcioma z 45 oddziałów NZART. Koszt 3 IRC. „New Zealand Award" (NZA) wymaga kart: 35 ZL1, 35 ZL2, 20 ZL3, 10 ZL4 oraz jedno QSO z New Zealand Territory, np. z Chatham. Koszt 3 IRC. Dyplom „New Zealand Counties Award" (NZCA) wymaga QSO z co najmniej 20 różnymi hrabstwami Nowej Zelandii. „Worked All Pacific" to dyplom za QSO z 30 różnymi krajami Pacyfiku. Koszt 5 IRC. Do wszystkich tych dyplomów jest wymagana tylko poświadczona lista posiadanych kart QSL, bez przesyłania samych kart. Zgłoszenia należy wysyłać do: NZART Award Manager, Jock White ZL2GX, 152 Lytton Rd., Gisborne, Nowa Zelandia.

● Alan Taylor G30SB będzie przebywał do marca 1982 r. na Betio, jednej z wysp atolu Tarawa wchodzącego w skład Kiribati. Używa znaku T3AT, prosi o QSL via G3XZF. Wyspa Betio ma 1,5 km długości i 150 m szerokości. Podczas przypływu fala rozbija się o 7 metrów od tylnych drzwi jego domu. Inne stacje z atolu Tarawa to T3AG (QSL via WB6FBN) i T3AY. Jedyną stacją z wysp Line wchodzących w skład państwa Kiribati jest T3LA, ostatnio jednak rzadko słyszany w Europie.

● Od 1 czerwca 1980 r. w RFN są wydawane licencje klasy A. Zezwalają one ich posiadaczom na pracę cw i RTTY w podzakresach od 3520 do 3600 kHz i 21 090 do 21190 kHz z mocą wyjściową do 150 W, jak również innymi emisjami na częstotliwościach pasm powyżej 28 MHz. Licencje klasy B zezwalają na pracę na wszystkich pasmach amatorskich z mocą wyjściową do 750 W, z wyjątkiem zakresu 1815 do 1835 kHz, gdzie moc wyjściowa musi być ograniczona do 75 W. Stacje kategorii A używają prefiksu DH, po którym następuje pojedyncza cyfra i trzyliterowy sufiks. Stacjom kategorii B są wydawane obecnie zezwolenia ze znakami wywoławczymi o prefiksie DL, pojedynczej cyfrze i sufiksie trzyliterowym.

JEDNYM ZDANIEM

SVØBP będzie aktywny na Krecie przez 3 lata.
Karty UA1PAL są akceptowane przez ARRL, jeśli są podpisane przez UA1OSM.
SV1JG będzie się starał uzyskać licencję w Albanii w lipcu lub sierpniu br. To samo będzie się starał zrobić w Jemenie Południowym (70) Selim OE6EEG.
VK2BJI uzyskał licencję w Chinach, niestety tylko na 2 metry.
LU2AFH donosi, że od grudnia ub.r. rozpoczęto wysyłkę 10 tys. nie wysyłanych dotąd kart LU3ZY. 4S7MX to dawny SP5RX, obecnie pracujący z Colombo.
W Kongo są czynni oprócz TN8AJ także TN8MD i TN7XE.
VKØKH opuścił już Macquarie Island.
Jim P29JS przeniósł się na Norfolk Island gdzie używa znaku VK9NS.
G2FQP przeprowadził w ciągu 17 lat 2000 QSO z ZL3UY.
VS5RP nadaje dla Europy na 1800 kHz i słucha na 1820 do 1826 kHz.
Logi ZE7JX znajdują się u AA4V.
5NØRBB to dawny XV5AA, QSL via P.O.Box 554, Lagos.
Z Kataru czynni są obecnie A7XD, A7XZ i A7XGI.
J28A to znak stacji, która była czynna przez kilka dni z nad jeziora Assal położonego 173 m poniżej poziomu morza.
6W8HL ma zamiar pracować z Mali (TZ) i Nigru (5U7) podczas powrotnej podróży samochodem do Francji.

ADRESY:

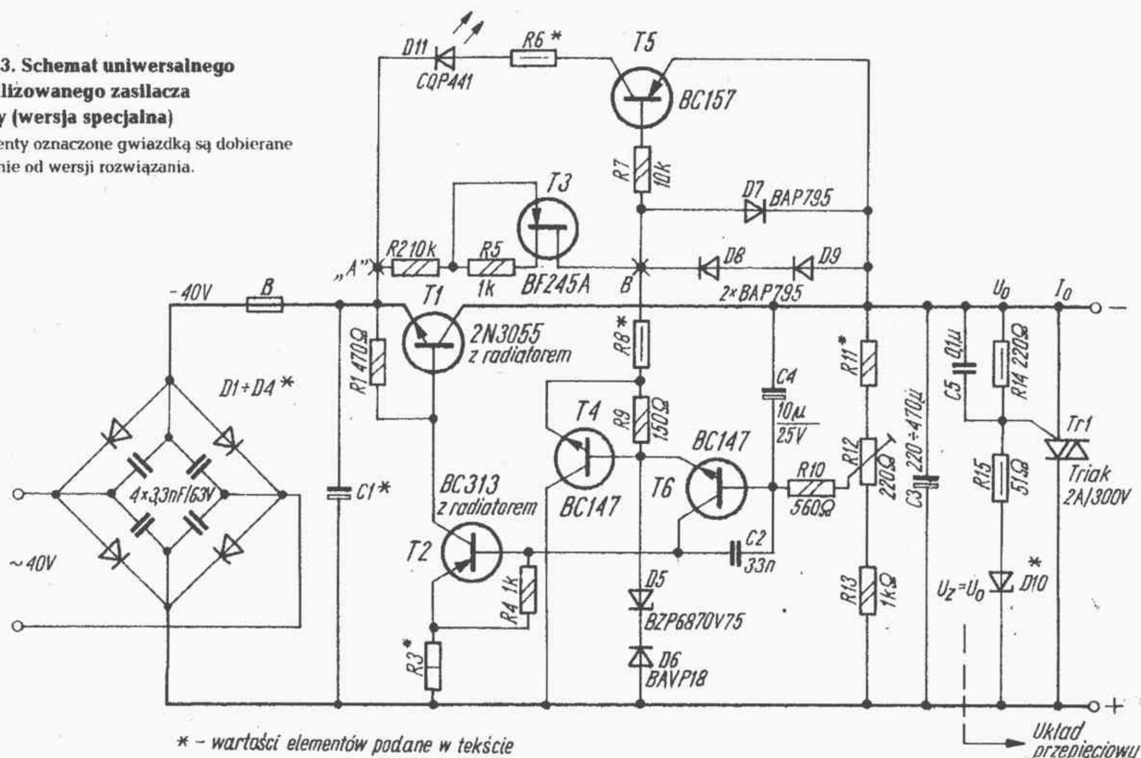
I2YAE – Giorgio Braggini, Via Roma 1, Ispra, VA, 21027, Italia.
IØMGM- Mario Gallavotti, Via Cassia 929, 00189 Roma, Italia.
K6LPL – David Gardner, 415 Dabney Ln., Beverly Hills, CA 90210, USA.
W4FRU- John Porrott Jr., 46400 Ocean View Dr., Virginia Beach, VA 23455, USA.
VE1AI – R.E. Grantham, 8 Orkney Dr., Dartmouth, N.S., B2X 1J9, Canada.
DL2RM- Rudolf Wolf, Alte Waldmuenchnerstr. 32, 8400 Regensburg, RFN.

Uniwersalny stabilizowany zasilacz mocy – *cd. ze str. 42*

W obwodzie bazy tranzystora T3 jest umieszczony dzielnik napięcia złożony z rezystorów R7 i R8, służący do ustalenia wymaganego zakresu zmian napięcia wyjściowego. Między bazą a kolektorem tranzystora T3 włączono kondensator przeciwwzbudzeniowy C1.

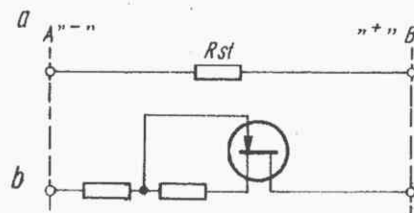
Omówienie zasady działania układu można rozpocząć od rozważenia potencjału emitera tranzystora T3. Potencjał ten jest równy różnicy między napięciem U_0 i napięciem U_Z diody Zenera D5, powiększonym o spadek napięcia na diodzie kompensacyjnej D6. Zmniejszenie się napięcia wyjściowego U_0, spowodowane zwiększeniem prądu wyjściowego I_0 lub zmniejszeniem napięcia U_{we}, wywołuje taką samą zmianę napięcia na rezystorze R5, zaś napięcie emitera pozostaje stałe, ponieważ U_Z = const. Zmiana napięcia na bazie tego tranzystora będzie zależała od doboru dzielnika R7 i R8 i będzie proporcjonalna do zmiany napięcia U_0. Fakt ten spowoduje zwiększenie się prądu bazy tranzystora T2, co z kolei pociągnie za sobą zmniejszenie rezystancji emiter-kolektor tranzystora T1, a więc i zwiększenie napięcia U_0. Podobnie przebiega proces stabilizacji w kierunku odwrotnym przy zwiększaniu się napięcia stabilizowanego U_0 i przy zmniejszaniu obciążenia.

Zabezpieczenie układu w razie przeciążenia stabilizatora odbywa się w następujący sposób: przy znacznym przeciążeniu układu $I_0 > I_{0\,max}$ następuje zmniejszenie się napięcia U_0, co spowoduje zwiększenie prądu kolektora tranzystora T3, a więc i prądu bazy i kolektora tranzystora T2. Wartość rezystora R4 jest dobrana tak, aby przejście w stan zatkania tranzystora T2 przez zmniejszenie napięcia U_{CE} nastąpiło przy założonym $I_0 = I_{0\,max}$. W konstrukcji zasilacza zwrócono szczególną uwagę na wartość napięcia tętnień.



Rys. 3. Schemat uniwersalnego stabilizowanego zasilacza mocy (wersja specjalna)
Elementy oznaczone gwiazdką są dobierane zależnie od wersji rozwiązania.

Dzięki elektronicznej kompensacji napięcie tętnień spada do wartości poniżej 2 mV_{sk}. Kompensację tę uzyskano wykorzystując zasadę zmiany fazy napięcia tętnień na kolektorze w stosunku do napięcia na bazie. Napięcie tętnień przez kondensator C3 wprowadzone jest do bazy tranzystora T3. Na jego kolektorze następuje odwrócenie fazy tego napięcia oraz jego wzmocnienie. Proces ten przeniesie się na kolektor tranzystora T2, przy czym będzie miał tendencję wzrostu. Po odwróceniu fazy dzięki tranzystorowi T1 następuje automatyczna kompensacja napięcia tętnień.
Ze względu na duże wzmocnienie układ ma skłonności do wzbudzania się na częstotliwości rzędu 1 MHz. Aby przeciwdziałać temu zjawisku dołączono dodatkowo kondensator C1 między bazą a kolektorem tranzystora T3 o takiej pojemności, aby nie występowało przesunięcie fazy na częstotliwościach powyżej 1 kHz. Pojemność kondensatora C4 również zapobiega wzbudzaniu się układu na wielkiej częstotliwości w razie obciążenia wyjścia kondensatorem o wartości rzędu 0,1 μF. Podobnie włączając kondensator C3 o wartości nie większej niż 5 μF wprowadza się zmianę fazy napięcia tętnień na obciążeniu (celowe przekompensowanie). Warunek właściwej fazy i symetrii napięcia tętnień uzyskuje się przez odpowiednie połączenie elementów zasilacza od strony masy.
Przy tak niewielkim napięciu tętnień zaczyna już odgrywać rolę rezystancja połączenia do masy oraz spadek napięcia wywołany prądem ładowania głównego kondensatora filtrującego C2 (prądy rzędu kilkunastu amperów). Kondensator ten musi być połączony bezpośrednio z prostownikiem od strony masy.



Rys. 4. Przykłady rozwiązań układu dwójnika startowego

Podstawowe parametry zasilaczy

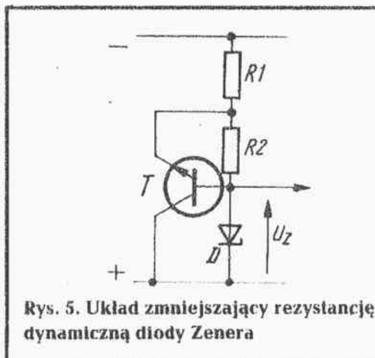
Parametr	Oznaczenie	Układ wg rys. 1	Układ wg rys. 3	Zasilacz GL-033
Napięcie wyjściowe	U_o (V)	10...13	5...50	10...12
Prąd obciążenia	I_o (A)	0,2...7	0,2...7	0,2...2
Dopuszczalna moc strat	P_{str} (W)	35	30...60	15
Współczynnik stabilizacji	S $\left(\frac{mV}{V}\right)$	2	2	8
Napięcie tętnień	U_t (mV_{sk})	2	2	10
Rezystancja wyjściowa	R_o (mΩ)	60	60	1000
Współczynnik temperatury	T_k $\left(\frac{mV}{°C}\right)$	2	2,5	2,5
Minimalny spadek napięcia na stabilizatorze przy zasilaniu z akumulatora	U_{nas} (V)	0,5	0,5	0,4
Maksymalny prąd przeciążenia	I_{pmax} (A)	9	1,3 I_{omax}	2,3
Prąd zwarcia stabilizatora	I_z (A)	0,2	0,005	

Wiele zastosowań może znaleźć układ stabilizatora przedstawionego na rys. 3. Cechą znamienną tego układu jest stałość napięcia przy pełnym zakresie obciążenia od 0 do $I_{0\ max}$, uzyskana dzięki zastosowaniu dwójnika startowego (rys. 4).
Przy zastosowaniu zwykłego rezystora startowego w układzie uproszczonym stabilizatora (rys. 4a), nie uzyskuje się całkowitego zatkania tranzystora T1 przy przeciążeniu. Znaczne uproszczenie dwójnika startowego można uzyskać wykorzystując źródło prądowe z tranzystorem polowym J-FET (rys. 4b). Efekt ten uzyskano dzięki występowaniu zjawiska nasycenia drenu tranzystora polowego, ponieważ

po przekroczeniu określonej wartości napięcia dren-źródło następuje szybkie zmniejszenie efektywnej szerokości kanału, a więc zmniejszenie jego konduktywności. Napięcie źródło-dren nie może oczywiście przekroczyć dopuszczalnej dla danego tranzystora wartości, ponieważ nastąpiłoby wówczas wejście w obszar powielania lawinowego i trwałe uszkodzenie tranzystora.

W praktyce często zachodzi potrzeba pracy przy małych napięciach wyjściowych. Zaczyna tu oddziaływać rezystancja dynamiczna diody Zenera, gdy U_0 jest mniejsze od około 6 V. Objawia się to zmniejszeniem współczynnika stabilizacji i zwiększeniem rezystancji wewnętrznej układu. Jedną z najbardziej skutecznych metod zmniejszenia rezystancji dynamicznej diody Zenera jest zastosowanie dodatkowego wzmacniacza stałoprądowego (rys. 5). Każda zmiana prądu diody Zenera czynnikami destabilizującymi powoduje zmianę napięcia na rezystorze R1, a więc i zmianę prądu kolektora tranzystora T. Zmiany te mają przeciwny kierunek, dając tym samym co najmniej dziesięciokrotne zmniejszenie wypadkowej rezystancji układu.

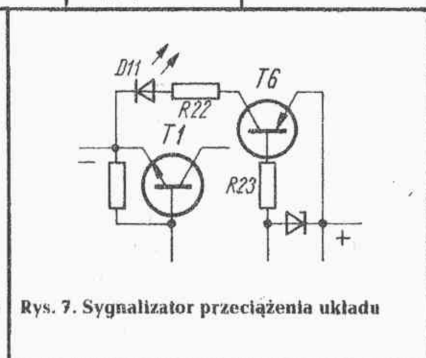
Wersja	I	II	III	IV
Parametry				
Napięcie wyjściowe	12 ±0,5 V	32 ±2 V	5 ±0,3 V	1,5...35 V
Prąd obciążenia	0...7 A	0...0,1 A	0...2 A	0...4 A
Współczynnik stabilizacji	0,5%	0,3%	0,5%	0,5%
Napięcie tętnień	3 mV_{sk}	1 mV_{sk}	3 mV_{sk}	3 mV_{sk}
Rezystancja wewnętrzna	60 mΩ	60 mΩ	60 mΩ	60 mΩ
Zakres zmian napięcia wejściowego	6 V	20 V	20 V	10 V
Elementy				
Tranzystor T1	2N3055	BD135	2N3055	2N3055
Diody D1...D4	BYX71	BYP401/50	BYP401/50	BYP680/50R
Dioda D10	BZP620D13	–	BZP620C5V6	–
Rezystor R3	18 Ω/2 W	10 kΩ/0,5 W	100 Ω/1 W	18 Ω/2 W
Rezystor R6	1 kΩ/0,25 W	3,3kΩ/0,25 W	680 Ω/0,25 W	3,3 kΩ/0,5 W
Rezystor R8	560 Ω/0,5 W	1,2 kΩ/0,5 W	220 Ω/0,25 W	220...1,2 kΩ/0,5 W
Rezystor R11	12 kΩ/0,25 W	33 kΩ/0,25 W	5,1 kΩ/0,25 W	1...39 kΩ/0,25 W
Kondensator C1	2200...4700 µF/25 V	1000...2200 µF/40 V	2200...4700 µF/16 V	2200 µF/63 V



Rys. 5. Układ zmniejszający rezystancję dynamiczną diody Zenera



Rys. 6. Układ zabezpieczenia nadmiarowego ze sprzężeniem napięciowym



Rys. 7. Sygnalizator przeciążenia układu

Przy zastosowaniu powyższego rozwiązania w sprzęcie profesjonalnym, zachodzi często potrzeba zabezpieczenia układu przed przypadkowymi przepięciami zarówno w kierunku dodatnim jak i ujemnym, bez zwiększania rezystancji wewnętrznej stabilizatora. Najbardziej skutecznym rozwiązaniem jest układ napięciowego zabezpieczenia nadmiarowego, przypieszającego przepalenie bezpiecznika B (rys. 6). W układzie tym przy wzroście napięcia wyjściowego powyżej wartości znamionowej następuje przekroczenie napięcia diody Zenera D1 i szybki wzrost prądu w obwodzie bramki triaka, który włącza się i zwiera przez bezpiecznik-źródło napięcia, z czasem zadziałania około 20 µs, przy przekroczeniu napięcia nadmiarowego o około 5%. Czułość układu można zmniejszyć włączając równolegle z rezystorem R1 kondensator C1 o wartości nie przekraczającej 1 µF. Przy przepięciach w kierunku przeciwnym działanie układu jest identyczne, ponieważ triak włącza się po przekroczeniu napięcia około 0,6 V.

Stabilizator ma również wskaźnik świetlny sygnalizujący przeciążenie układu (rys. 7). W momencie przeciążenia układu, na diodzie Zenera powstaje ujemne napięcie z układu startowego. Stan ten wprowadza tranzystor T6 w przewodzenie przez rezystor ograniczający R23, co objawia się zaświeceniem diody elektroluminescencyjnej D11. Rezystor R22 ogranicza prąd diody D11.

Stabilizator napięcia, którego schemat przedstawiono na rys. 3, może być wykonany w czterech wersjach o różnych parametrach zestawionych powyżej.

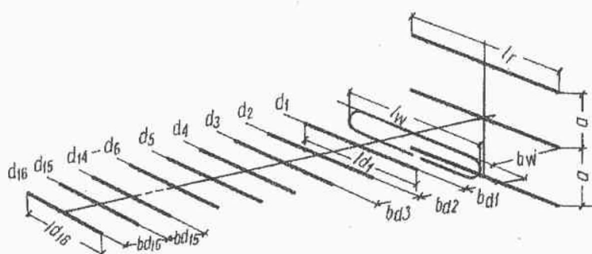
Anteny typu Yagi dla IV/V zakresu (UHF)

Czyniąc zadość naszym Czytelnikom, którzy w licznej korespondencji prosili o wskazówki dotyczące samodzielnej konstrukcji anten, podajemy poniżej wymiary elementów dla anten 10-elementowych i 20-elementowych. Informujemy jednocześnie, że w handlu uspołecznionym można nabyć gotowe konstrukcje anten, co oczywiście uprości sprawę samodzielnego wykonania i zainstalowania takiej anteny.

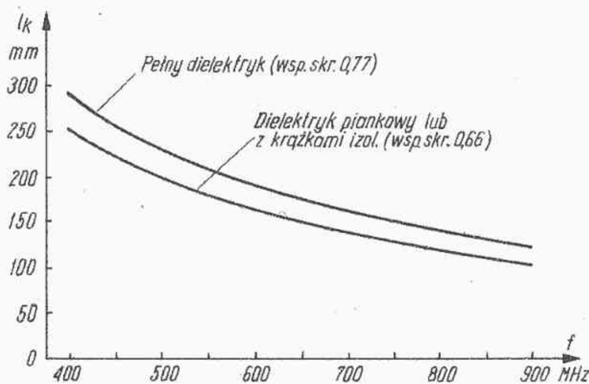
Ponieważ gniazdo antenowe w odbiornikach dla zakresu UHF jest wykonane w postaci koncentrycznej i przystosowane do kabla koncentrycznego, w uzupełnieniu podajemy dane niektórych kabli produkcji krajowej i NRD. Ze względu na stosunkowo szerokie pasmo zakresu IV i V (470...790 MHz) wymiary elementów anten podane są dla kanałów 21–40, 31–50 i 41–60 w tablicy wg oznaczeń na rys. 1.

Wymiary (w mm) anten Yagi 10- i 20-elementowych

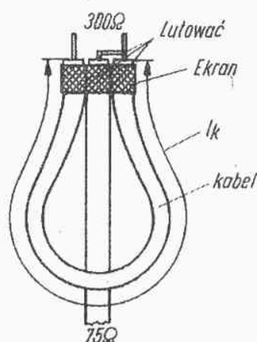
Nr kanału	Reflektor		Wibrator		Wymiary direktorów						Odległości direktorów				
	l_r	a	l_w	b_w	l_{d1}	l_{d2}	l_{d3-4}	l_{d5-8}	l_{d9-12}	l_{d13-16}	b_{d1}	b_{d2}	b_{d3}	b_{d4}	b_{d5-16}
21–40	345	116	280	76	209	201	199	197	195	193	22	62	130	138	148
31–50	306	106	249	67	185	178	176	175	173	171	19	55	115	122	131
41–60	275	93	224	60	166	160	159	157	155	154	17	50	104	110	118



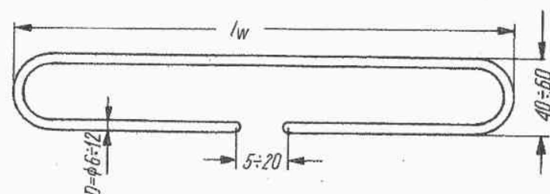
Rys. 1. Szkic konstrukcyjny anteny typu Yagi



Rys. 3. Zależność długości symetryzującej pętli od częstotliwości



Rys. 2. Symetryzująca pętla λ/2
l_k – długość pętli (patrz wykres na rys. 3)



Rys. 4. Szkic wibratora

Dane kabli koncentrycznych

Typ	Średnica żyły (mm)	Tłumienność (dB/100 m)
Kable krajowe		
WD 75–0,59/3,7	0,59	19 (200 MHz)
WD 75–1,15/7,25	1,15	10 "
WD 75–2,7/17,3	2,7	5,6 "
WL 75–0,63/3,7	0,63 linka	22 "
WL 75–1,2/7,25	1,2 "	12 "
WLek 75–0,63/3,7	0,63 "	22 "
WLek 75–1,2/7,25	1,2 "	12 "
Kable produkcji NRD		
75–4–1	0,6	10 (50 MHz)
		20 (200 MHz)
		36 (600 MHz)
75–4–4	0,58	8,5 (50 MHz)
		17 (200 MHz)
		31 (600 MHz)
75–5–A	1,1	5,1 (50 MHz)
		12 (200 MHz)
		22 (600 MHz)
75–7–G	1,2	3,1 (50 MHz)
		7,2 (200 MHz)
		14 (600 MHz)

Dane elektryczne anten

Antena 10-elementowa zawiera: wibrator pętlowy, 6 direktorów oraz 3 pręty reflektora.
Zysk energetyczny: 11 dB w stosunku do dipola półfazowego
Tłumienie przód-tył: 21 dB
Impedancja wyjściowa: 300 Ω
Antena 20-elementowa zawiera: wibrator pętlowy, 16 direktorów oraz 3 pręty reflektora.
Zysk energetyczny: 16,5 dB
Tłumienie przód-tył: 26 dB
Impedancja wyjściowa: 300 Ω.
Ponieważ impedancja wyjściowa anteny (symetryczna) wynosi 300 Ω, zaś kabel koncentryczny jest asymetryczny, a poza tym jego impedancja falowa równa jest 75 Ω, należy zastosować odpowiedni transformator lub pętle półfalową (rys. 2) o wymiarach obliczonych dla środkowej częstotliwości pasma odbioru na podstawie wykresu z rys. 3.
Wygląd wibratora przedstawiono na rys. 4.
W uzupełnieniu podajemy również dane kabli koncentrycznych produkcji krajowej oraz produkcji NRD. Tłumienie kabli produkcji krajowej podane jest dla częstotliwości 200 MHz. Tłumienie dla wyższych częstotliwości można w przybliżeniu obliczyć posługując się danymi dotyczącymi kabli produkcji NRD.

M.F.

LITERATURA

E. Spindler-Antennen. VEB Verlag Technik Berlin 1979.

Przystosowanie radioodbiornika „Amator Stereo" do współpracy z gramofonami wysokiej klasy

OD REDAKCJI

Otrzymaliśmy od jednego z Czytelników krótki opis nt. amatorskiego przystosowania odbiornika „Amator Stereo" produkcji ZR Diora do współpracy z gramofonem z wkładką magnetyczną. Wprawdzie producent wypuścił w ub.r. na rynek nową odmianę tego odbiornika pod nazwą „Amator 2A", który umożliwia odtwarzanie muzyki za pośrednictwem gramofonu z wkładką zarówno piezoceramiczną jak i magnetyczną, niemniej w kraju znajduje się w eksploatacji wiele egzemplarzy tego sprzętu wyprodukowanych według pierwotnej koncepcji.

Z myślą o ich użytkownikach postanowiliśmy nadesłany opis wydrukować, tym bardziej, że pomysł można łatwo zrealizować „domowym" sposobem, podczas gdy przeróbka „Amatorów" zastosowana przez Diorę jest możliwa właściwie tylko w zakładach przemysłowych.

Aby ocenić pomysł autora przesłaliśmy opis do ZR Diora, gdzie wykonano model i dokonano pomiarów porównawczych. Amatorska konstrukcja okazała się wprawdzie mniej korzystna niż przemysłowa adaptacja, niemniej zupełnie zadowalająca dla przeciętnego słuchacza. A co najważniejsze – umożliwiająca lepsze wykorzystanie odbiornika. Podajemy więc ocenę pomysłu dokonaną przez producenta, aby Czytelnicy, którzy zechcą naśladować autora, mieli świadomość stopnia doskonałości tej przeróbki.

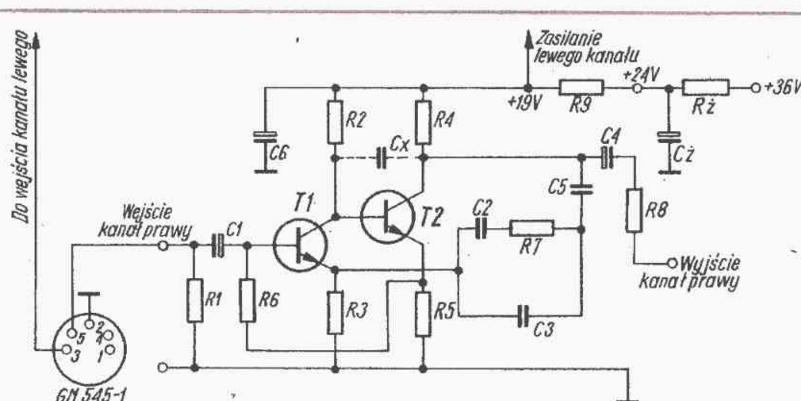
Odbiorniki radiowe „Amator Stereo" cieszą się zasłużenie dobrą opinią. Wśród wielu ich zalet odczuwa się jednak pewną, dość istotną wadę, jaką jest brak możliwości współpracy z gramofonami wysokiej klasy, wyposażonymi we wkładki magnetyczne. Niedogodność tę można w dość prosty sposób wyeliminować. Należy w tym celu wykonać wzmacniacz korekcyjny i odpowiednio przyłączyć go do odbiornika.

W literaturze można spotkać wiele różnych rozwiązań układów wzmacniaczy korekcyjnych. Schemat jednego z nich przedstawiono na rys. 1, a widok płytki od strony druku (z zaznaczeniem elementów) na rys. 2. Napięcie zasilania powinno wynosić około 19 V.

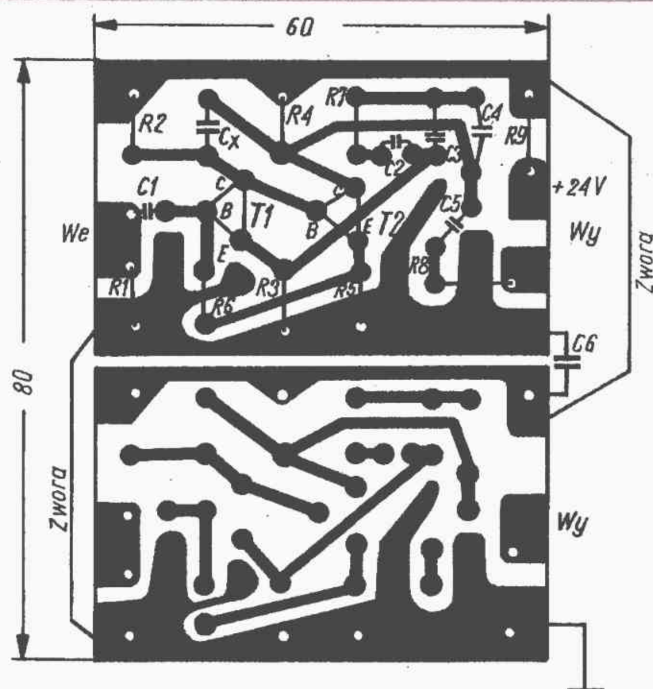
Układ działa poprawnie pod warunkiem prawidłowego montażu; gdyby jednak miał tendencję do wzbudzania się, należy dodatkowo między bazę i kolektor tranzystora T2 włączyć kondensator C_x o pojemności rzędu 100 pF.

Masę wzmacniacza korekcyjnego należy połączyć z masą zasilacza odbiornika, natomiast „plus" zasilania, poprzez jeden z niewykorzystanych zestyków przełącznika „gramofon/magnetofon", z punktem oznaczonym na schemacie odbiornika jako V601 (jest to punkt zasilania lewego kanału wzmacniacza mocy +24 V). Taki sposób przyłączenia zasilania powoduje, że wzmacniacz korekcyjny pracuje wyłącznie przy wciśniętym przycisku „gramofon/magnetofon".

Opis powyższy, po wprowadzeniu niezbędnych elementów dodatkowych w układzie zasilania wzmacniacza korekcyjnego (oznaczonych w układzie zasilania wzmacniacza korekcyjnego (oznaczonych jako R_z i C_z na rys. 1), dotyczy zarówno starej jak i nowej wersji „Amatora Stereo". Zmiana w układzie zasilania jest konieczna, ze względu na inną wartość napięcia zasilania wzmacniaczy mocy „Amatora Stereo 2" (36 V),



Rys. 1. Schemat wzmacniacza korekcyjnego (jeden kanał)
Elementy: R9, C6, R_Z, C_Z – wspólne dla obydwu kanałów, przy czym R_Z, C_Z stosowane wyłącznie do Amatora 2 Stereo



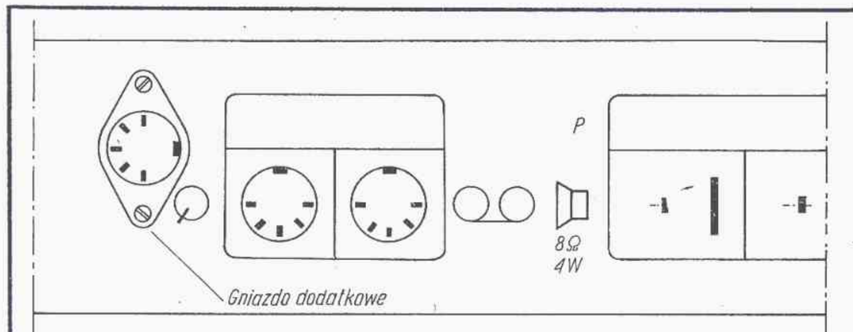
Rys. 2. Schemat połączeń płytki od strony druku (wersja stereo)

a także z uwagi na konieczność zapewnienia niskiej wartości napięcia tętnień. Wyjścia obydwu kanałów wzmacniacza korekcyjnego należy odpowiednio przyłączyć także do przełącznika „gramofon/magnetofon", a tym samym do wejść obydwu kanałów wzmacniacza mocy. Zastosowanie na wyjściu szeregowo połączonego opornika R8 o dużej rezystancji, zabezpiecza wzmacniacz mocy przed przesterowaniem, ze względu na znaczny poziom sygnału wyjściowego wzmacniacza korekcyjnego (dla f = 1 kHz wzmocnienie układu wynosi około 80). Ponadto rozwiązanie takie nie wymaga stosowania dodatkowego przełącznika wejść z poszczególnych źródeł sygnałów.

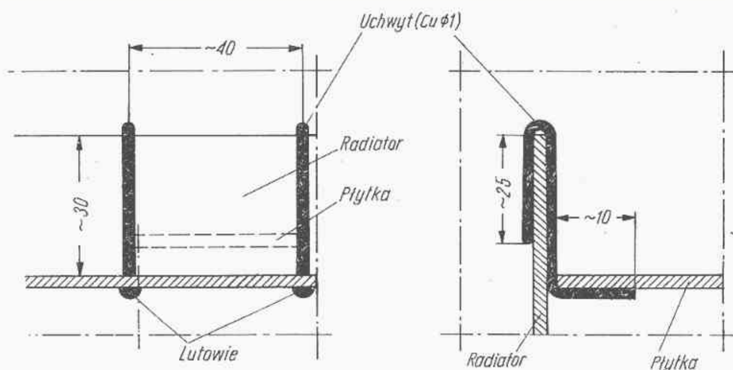
Zarówno przewody zasilania, jak też ekranowane przewody z wyjść wzmacniacza korekcyjnego można przylutować bezpośrednio do kołków przełącznika „gramofon/magnetofon" (przełącznik typu Isostat).

Schemat wszystkich opisanych powyżej połączeń z przełącznikiem „gramofon/magnetofon" przedstawiono na rys. 3

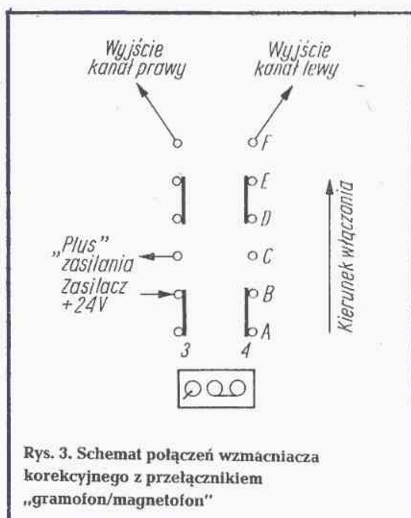
Wejścia wzmacniacza korekcyjnego należy odpowiednio (rys. 1) połączyć przewodami ekranowymi z dodatkowym gniazdem, zamontowanym w miejscu pokazanym na rys. 4. Gniazdo to jest zamocowane w wykonanym w chassis odbiornika otworze o średnicy 14 mm.



Rys. 4. Szkic umiejscowienia w odbiorniku dodatkowego gniazda gramofonu z wkładką magnetyczną



Rys. 5. Szkic zamocowania płytki wzmacniacza korekcyjnego wewnątrz odbiornika



Rys. 3. Schemat połączeń wzmacniacza korekcyjnego z przełącznikiem „gramofon/magnetofon"

Gotową płytkę wzmacniacza korekcyjnego można w dowolny sposób umocować wewnątrz odbiornika. Jedno z rozwiązań ilustruje rys. 5. Do masy płytki przylutowano odpowiednio ukształtowany uchwyt z drutu miedzianego, a następnie całość umieszczono na radiatorze wzmacniaczy mocy.

Po dokonanej przeróbce nie stwierdzono wpływu zastosowanych rozwiązań na dotychczas realizowane przez odbiornik funkcje. Dzięki możliwości współpracy z gramofonami wyposażonymi we wkładki magnetyczne, „Amator Stereo" znacznie zyskał na atrakcyjności.

WYKAZ ELEMENTÓW (jeden kanał)

Tranzystory

T1, T2 – BC109B/C

Rezystory – wszystkie oprócz R9 i R_z 0,125 W

R1 – 56 kΩ
R2 – 160 kΩ
R3 – 680 Ω
R4 – 12 kΩ
R5 – 1 kΩ
R6 – 330 kΩ
R7 – 68 kΩ
R8 – 1 MΩ („Amator Stereo 2" – 470 kΩ
R9 – 3,3 kΩ/0,5 W
R_z – 5,6 kΩ/0,5 W

Kondensatory

C1 – 1 μF/25 V elektrolit.
C2 – 4,7 nF styrofleks. 5%
C3 – 1,5 nF styrofleks. 5%
C4, C5 – 10 μF/25 V elektrolit.
C6 – 470 μF/25 V elektrolit.
C_x – ok. 100 pF ceramiczny, dobierany
C_z – 220 μF/25 V elektrolit.

Inne

Gniazdo – GM 545-1

LITERATURA

Zębalski T. – Z elektroakustyką za pan brat. ISKRY, Warszawa 1979.

mgr inż. Eugeniusz Stodolak

A oto uwagi ZR DIORA.

Układ wzmacniacza korekcyjnego zaproponowany przez mgr inż. E. Stodolaka jest niemal dokładnym powtórzeniem układu z książki T. Zębalskiego „Z elektroakustyką za pan brat" (str. 64, rys. 2,32), z koniecznymi uproszczeniami. Zasadniczą różnicą między ocenianym wzmacniaczem a wzmacniaczem zastosowanym w odbiorniku „Amator 2a Stereo" jest to, że w układzie ww. odbiornika nie wprowadzono dodatkowego gniazda gramofonu z przetwornikiem dynamicznym, lecz stworzono możliwość współpracy odbiornika z gramofonami obu typów (z przetwornikiem piezoceramicznym i dynamicznym) przez wyposażenie wzmacniacza korekcyjnego w przełącznik rodzaju gramofonu, usytuowany na tylnej ściance odbiornika. Poza tym wzmacniacz zaproponowany przez autora ma nieco odmienną pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, co w efekcie dało gorszą charakterystykę częstotliwości (por. tabela wyników pomiarów).

Autor nie przewiduje także do proponowanego wzmacniacza obudowy ekranującej, co nie zawsze musi być konieczne, ale w analizowanym przypadku wpłynęło prawdopodobnie łącznie z topografią mozaiki na większy poziom przydźwięku sieciowego.

Parametry		Wymiary	Amator 2a Stereo		Amator 2 Stereo ze wzm. kor. autora	
			L	P	L	P
Czułość h przy 1 kHz 2 x 10 W		mV	2,1	2,1	1,65	1,65
		%	0,2	0,2	0,3	0,4
Przydźwięk w stosunku do Pzn., potencjom. max		dB	–60	–60	–50	–45
Przydźwięk w stosunku do Pzn., potencjom. min.		dB	–67	–72	–66	–71
Tłumienie przesłuchu f = 1 kHz L → P		dB	–	50	–	42
P → L		dB	53	–	46,5	–
Przesterowalność P = 10 W, h = 3%		mV	74	76	85	93
Charakterystyka częstotliwości		dB				
f (Hz)	PN					
40	+17,8		+18	+19	+17,5	+18,6
60	+16,1		+17	+17,7	+17	+17,8
80	+14,5		+16,5	+16	+15	+16
120	+11,9		+12	+12,3	+11,3	+11,7
250	+6,7		+6	+6	+4,5	+4,6
500	+2,6		+2	+1,8	+1	+0,8
1000	0		0	0	0	0
2000	–2,6		–2	–1,5	–1	–1
4000	–6,6		–5,5	–4,7	–5	–5
6000	–9,6		–8,5	–8	–9	–9
8000	–11,9		–11	–10,5	–12,5	–12,5
10000	–13,7		13	–12,5	–15,5	–15,5
12000	–15,3		–15	–14,3	–18,5	–18,5
14000	–16,6		–16,8	–16	–20,8	–20,5
16000	–17,7		–18,3	–17,3	–23	–22,8

W ocenianym wzmacniaczu niepotrzebnie zastosowano kondensator C5, gdyż funkcję oddzielenia składowej stałej prądu spełniają kondensatory C2 i C3, kształtujące charakterystykę częstotliwości.

Płytka drukowana została zaprojektowana z dużą rozrzutnością; może ona być z powodzeniem znacznie mniejsza z korzyścią dla lepszego rozwiązania zamocowania jej w odbiorniku.

Zaproponowany przez autora sposób zawieszenia płytki na radiatorze układów scalonych mocy w odbiorniku „Amator Stereo" nie wydaje się wystarczająco pewny i mało elegancki nawet w rozwiązaniu amatorskim, zaś ewentualny podobny sposób zamocowania jej na wsporniku układów hybrydowych GML-026 w „Amator 2a Stereo" nie wchodzi w ogóle w rachubę, głównie ze względu na wpływ połączenia masy wzmacniacza (wejście) z masą ścianki tylnej (wyjście) na poziom przydźwięku sieci.

Na podstawie szkiców przysłanych przez autora został wykonany model wzmacniacza, który zamontowano w odbiorniku „Amator 2a Stereo" i pomierzono podstawowe parametry całości.

W tablicy zestawiono uzyskane wyniki porównując je z parametrami odbiornika „Amator 2a Stereo" (pomiary wykonano na tym samym egzemplarzu odbiornika).

Z tablicy wyników pomiarów widać, że wzmacniacz proponowany przez autora cechuje:

1) zbyt duża czułość wejścia korekcyjnego, co zresztą łatwo poprawić, zmieniając rezystor R8 z 470 kΩ na 820 kΩ lub nawet na 1 MΩ, jak dla odbiornika Amator Stereo (lub w inny sposób);

2) nieco większy poziom zniekształceń nieliniowych;

3) wyższy poziom przydźwięku przy potencjometrze siły dźwięku ustawionym na maksimum;

4) gorsze tłumienie przesłuchu między kanałami;

5) większa przesterowalność oraz

6) większe odchyłki charakterystyki od wzrocowej dla górnego zakresu pasma akustycznego.

Roztwory do wytrawiania płytek

W związku z dużymi trudnościami w nabywaniu przez amatorów-radioelektroników chlorku żelazowego, powszechnie stosowanego do wytrawiania płytek montażowych, podajemy niżej dwa inne sposoby sporządzania roztworów ze znacznie dostępniejszych składników.

ROZTWÓR I

Rozpuścić w 770 ml odstałej wody wodociągowej kolejno 200 ml technicznego kwasu solnego (HCl) 35% oraz 30 ml perhydrolu (H_2O_2) 30%.

W przypadku dysponowania składnikami o mniejszym stężeniu należy zwiększyć ich objętość proporcjonalnie do stężenia, zmniejszając objętość wody.

W 1 litrze tak przygotowanego roztworu można wytrawić laminowane folią Cu płytki o łącznej powierzchni około 1000 cm^2.

Czas całkowitego wytrawienia płytki leżącej w kołysanym naczyniu wynosi od 15 do 20 minut przy temperaturze roztworu 20...25°C.

Przy szybkim poruszaniu płytki zanurzonej w roztworze (należy posługiwać się trzymaczem z materiału kwasoodpornego lub gumowymi rękawicami) czas trawienia można skrócić do 7 minut.

Podczas wytrawiania roztwór zabarwia się na kolor zielono-niebieski ciemniejąc w miarę zużywania się. Znaczną regenerację aktywności można osiągnąć przez stopniowe dodawanie w niewielkich ilościach perhydrolu 30%, a następnie kwasu solnego 27%...35%.

Roztwór może być przechowywany w wypełnionych w całości i szczelnie zamkniętych naczyniach szklanych w okresie do 1 miesiąca bez zauważalnego spadku aktywności.

Przygotowanie roztworu oraz proces wytrawiania wymaga ścisłego przestrzegania zasad bhp stosowanych przy pracach z kwasem solnym i perhydrolem.

Jerzy Węglewski

ROZTWÓR II

Rozpuścić w 500 ml przegotowanej gorącej wody kolejno cztery łyżki stołowe chlorku sodu (NaCl) i dwie łyżki siarczanu miedziowego (C_uSO_4). Roztwór nabiera ciemnozielonej barwy i jest gotowy do użycia bezpośrednio po przygotowaniu, wystarczając do wytrawienia płytek laminowanych folią Cu o powierzchni około 200 cm^2.

W przypadku rysunku ścieżek farbą termoodporną (np. lakierem nitro), temperaturę roztworu można utrzymywać podczas trawienia na poziomie 50...70°C, natomiast płytki ze ścieżkami wykreślonymi tuszem wodoodpornym należy wytrawić w roztworze o temperaturze pokojowej (20...25°C). Czas trawienia w takich warunkch, przy dość częstym mieszaniu roztworu, wynosi około 8 godzin.

(Na podstawie radz. „Radio" opracował A. Bigelmajer)